l'antenna

ANNO XXXVI - MAGGIO 1964

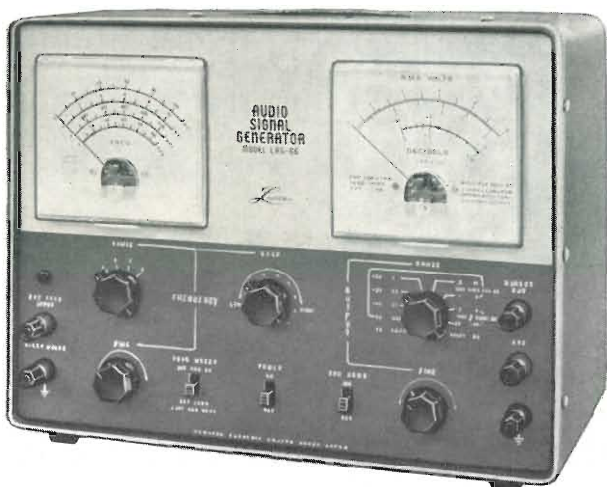
NUMERO 5

LIRE 350

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

TV

LEADER TEST INSTRUMENTS

GENERATORE DI SEGNALI DI BASSA FREQUENZA
LEADER mod. LAG-66

Lo strumento Mod. LAG-66 è stato concepito per l'impiego nei laboratori di ricerche, nelle industrie, nonchè negli istituti didattici, ossia per tutti quei casi in cui risulta necessaro disporre di una sorgente comoda ed efficiente di segnali di ampiezza e di frequenza note, entro un'ampia gamma di frequenze.
Questo generatore è costituito da un oscillatore di Bassa Frequenza a minima distorsione, e da uno strumento per la misura della frequenza. Per ottenere le indicazioni relative alla frequenza ed alla ampiezza del segnale di uscita vengono usati due strumenti ad ampia scala.
I valori di frequenza vengono letti su di uno strumento provvisto di quattro scale. Le frequenze vengono predisposte mediante appositi comandi, costituiti da un comando a variazione continua e da un selettore di gamma.
L'ampiezza della tensione di uscita del segnale, viene stabilita mediante un attenuatore di grande precisione, ed un voltmetro. La ampiezza minima che può essere misurata sulla scala inferiore è pari a 0,0001, ossia a 0,1 mV.
Le scale dei decibel sono tarate con riferimento al livello di 1 volt per 0 dB, per cui la loro utilità si rivela particolarmente agli effetti delle misure di guadagno e di attenuazione negli amplificatori, nei filtri, ecc.

Lo strumento per la misura di frequenze acustiche può essere usato indipendentemente dal generatore, collegandolo semplicemente ad una sorgente di segnale esterna, e ciò allo scopo di determinare la frequenza di funzionamento di oscillatori o di altri generatori, limitatamente alle frequenze comprese nella gamma considerata.
L'oscillatore è del tipo a ponte a « T » con circuito a resistenza e capacità, il che consente di ottenere una forma d'onda eccezionalmente pura.
All'oscillatore, segue uno stadio di alto guadagno, seguito a sua volta da uno stadio ad accoppiamento catodico, che determina l'uscita a bassa impedenza. Le oscillazioni vengono prodotte mediante un circuito di reazione positiva, mentre un circuito di contro-reazione ne limita l'ampiezza e ne corregge la forma d'onda.
Il segnale viene quindi applicato alla sezione di attenuazione, mediante la quale è possibile ottenere in uscita il livello desiderato, nei valori compresi tra 0 e 10 volt.
I valori di frequenza vengono letti sullo strumento di sinistra basato sul principio del conteggio degli impulsi nell'unità di tempo, prodotti mediante la rettificazione del segnale. La deflessione dell'indice risulta perciò proporzionale alla frequenza del segnale.

CARATTERISTICHE

Gamma di frequenza: da 11 a 110.000 Hz, in 4 decadi, con 10 unità per decade, e con controllo di regolazione fine.
Tensione di uscita: a variazione continua: su carico 600 ohm: da 0 a 1 volt; su carico ad Alta impedenza da 0 a 10 volt.
Attenuatore: 600 ohm: in sei portate da 10 dB ciascuna. Alta Impedenza: 2 portate da 10 dB ciascuna.
Impedenza di uscita: 600 ohm ± 10 %; Alta Impedenza, 3 volt da 800 a 1.000 ohm; 10 volt da 0 a 2.000 ohm.
Strumento di misura: scale di tensione: da 0 a 3 volt, e da 0 a 10 volt. Scale dei dB: da — 10 a 0, e da 0 a + 10 dB.
Precisione strumento: Tensione: ± 5 % fondo scala; db: entro 0,5 dB.
Distorsione: inferiore a 0,3 % da 20 a 20.000 Hz.
Stabilità di frequenza: entro l'1 % per variazioni della tensione di rete pari a ± 5 %.
Misuratore di frequenza.
Gamma: da 10 Hz a 110 kHz.
Tensione di ingresso: da 5 a 300 Volt,, segnali ad onda sinusoidale o quadra.
Impedenza di ingresso: 200 kohm circa.
Strumento: a 4 scale, una per ciascuna portata a decadi.
Precisione: da 10 Hz a 11 kHz: (2 % fondo scala + 2 Hz); da 11 a 110 kHz: ± 3 % fondo scala.
Valvole adottate: 2-6AU6, 1-6CL6, 1-6AQ5, 1-6AL5, 1-6X4, 1-OA2.
Alimentazione: C.A. 50 Hz. 220 V, 65 VA.
Peso: 8,5 kg.
Dimensioni: cm 36 x 23 x 18,5.

Agenti generali per l'Italia

INTERNATIONAL S.p.A.

VIALE PREMUDA 38/A - **MILANO** - TELEFONI 79 57 62 - 79 57 63 - 78 07 30

Sub Agente: **LAZIO - CAMPANIA.** - S.E.F.I. Elettronica s.r.l. - Via Prenestina 248/250 - Roma

TWIN PANELS RAYTHEON-ELSI

Migliaia di cinescopi prodotti ogni giorno dalla RAYTHEON-ELSI contribuiscono alla affermazione della "linea italiana" nei televisori

MONTAGGIO rapido e sicuro. Le orecchiette sono strutturate per sopportare il peso del cinescopio.

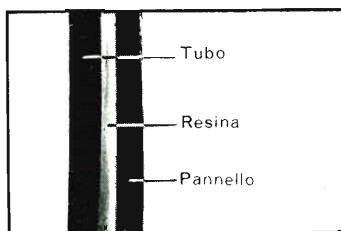
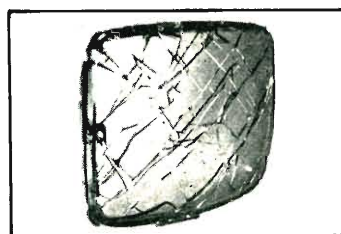
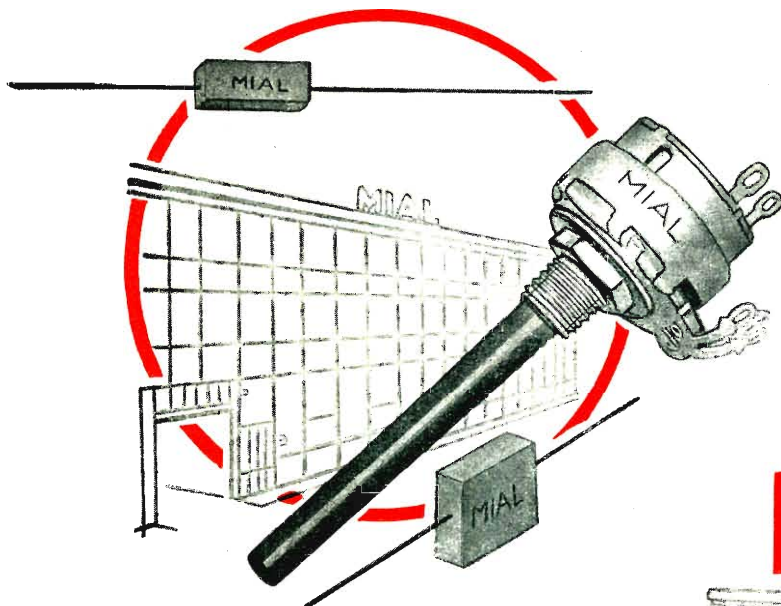
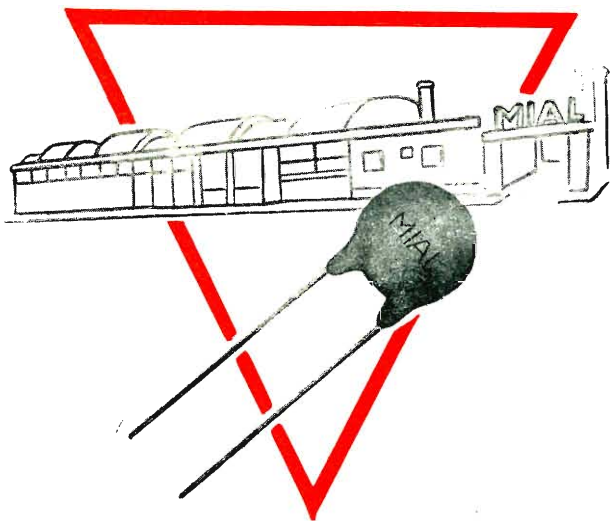
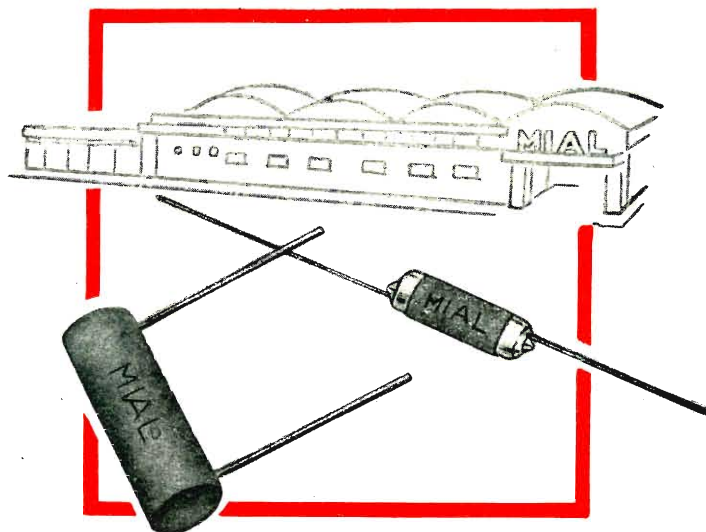



IMMAGINE DIRETTA perché l'incollaggio del pannello al tubo è eseguito con la stessa tecnica usata per le lenti ottiche.

SICUREZZA per l'incolumità delle persone. Il Twin Panel è garantito contro l'implosione e ottempera alle norme CNR/CEI/AEI per la sicurezza dei ricevitori per televisione.

RAYTHEON-ELSI S.P.A.

PALERMO

FILIALE ITALIA: PIAZZA CAVOUR, 1 - MILANO - TELEX 31353 - TEL. 654661
INDIRIZZO TELEGRAFICO: RAYTHEONELSI MILANO

LA MASSIMA
SICUREZZA
E LA MIGLIORE
QUALITÀ
DELL'IMMAGINE CON
IL CINESCOPIO
a **VISIONE DIRETTA**

A 59-11W

AUTOPROTETTO

VANTAGGI OFFERTI DAL CINESCOPIO AUTOPROTETTO A 59 - 11W

- Sicurezza assoluta senza bisogno del cristallo di protezione per il televisore
- Elevato contrasto dell'immagine dovuto ad un maggiore coefficiente di assorbimento della luce e alla mancanza delle superfici riflettenti del cristallo di protezione
- Semplificazione del sistema di montaggio (quattro orecchiette disposte agli angoli del cinescopio e fissate alla protezione metallica)
- Nuove possibilitá estetiche per i mobili dei televisori
- Peso inferiore ai tipi "bonded" e uniformemente ripartito
- Caratteristiche elettriche identiche al tipo AW 59-91

PHILIPS S.p.A. - REP. ELETTRONICA - P.za IV NOVEMBRE 3 MILANO - TEL. 6994

DISTORTION FACTOR METER TF 2331
Set Ref Level
Freq Balance
Phase Balance
Function
Reject Fundamental
Voltmeter
Supply
Output
Normal
MARCONI INSTRUMENTS

MARCONI
INSTRUMENTS

PREMIO
MERCURIO D'ORO

IL PREZZO: 187.000 LIRE

LA QUALITA': AUTOVOX

UN NUOVO "GIOIELLO" AUTOVOX

23 pollici - 110 gradi

Gioiello è un nuovo televisore che ai pregi della tradizione Autovox: qualità e accuratezza di fabbricazione, lussuosità e stile della estetica, aggiunge un prezzo particolarmente vantaggioso.

Le due ultime novità della «Editrice Il Rostro»

P. SOATI

TV

servizio tecnico

Il volume è stato redatto con il preciso scopo di servire da guida al tecnico, al tele-riparatore, al radioamatore e a tutti coloro che per ragioni professionali si trovino nella necessità di dover riparare o comunque di effettuare la messa a punto di un ricevitore per televisione. Di conseguenza l'esposizione è stata fatta in modo eminentemente pratico cosicchè essa possa dimostrarsi veramente utile per tutti coloro che siano costretti ad affrontare dei problemi la cui soluzione sovente è particolarmente difficoltosa anche per chi sia in possesso di un'ottima preparazione teorica.

Volume di pagg. 158, formato 23,5 x 33 cm. con 268 fig. e 38 tabelle - sopracoperta a colori. L. 3.800

A. Susini

Vademecum del tecnico elettronico

Con questo libro, il novizio, sia semplice tecnico che ingegnere, è in grado di comprendere ed affrontare i problemi caratteristici dei sistemi e circuiti lineari.
L'apparato matematico è stato ridotto al minimo. L'esposizione della teoria è corredata da una quantità di schemi, tabelle, considerazioni di carattere tecnologico utili, sia da un punto di vista didattico, che per il lavoro di laboratorio.

Volume di pagg. 320, formato 17 x 24 cm., con 217 figure e 17 tabelle. L. 3.600

ING. S. Dr. GUIDO BELOTTI

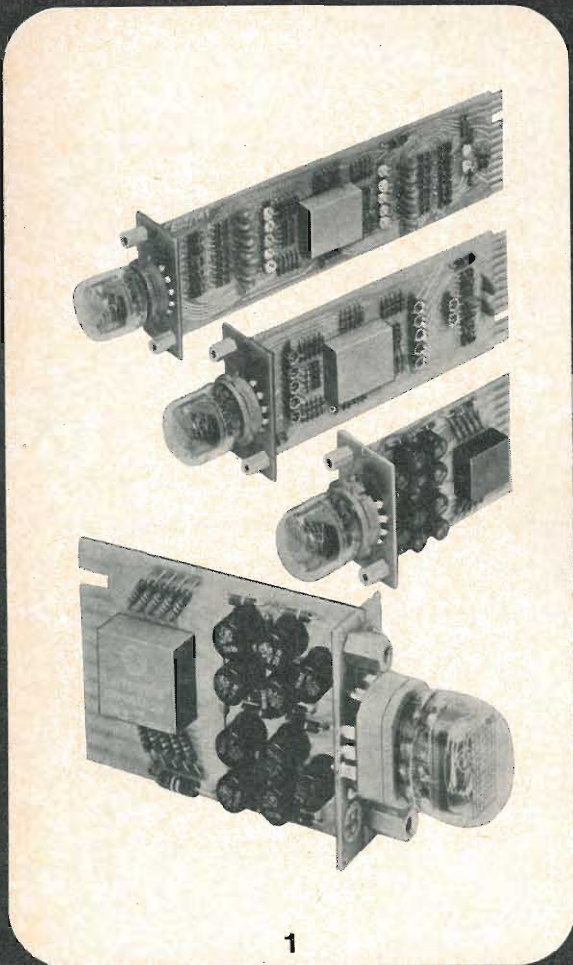
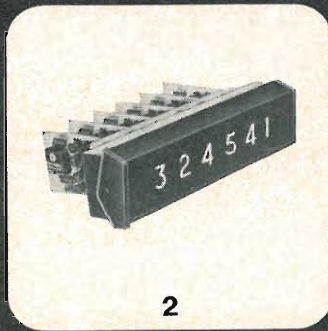
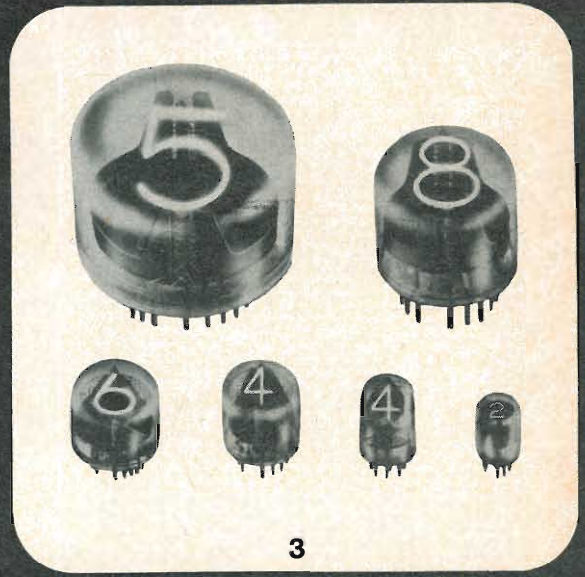
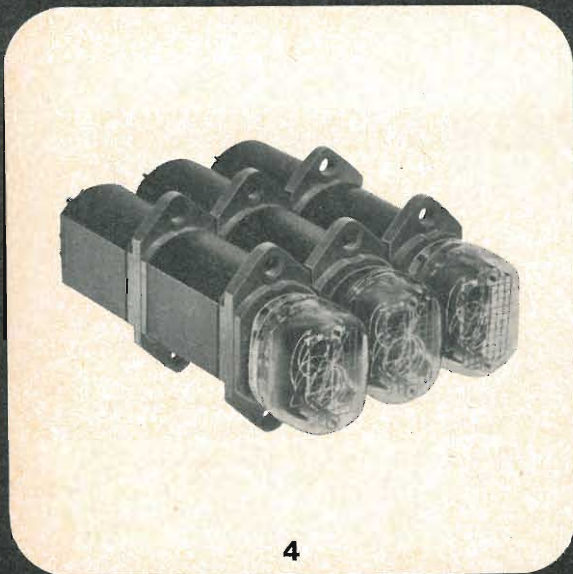
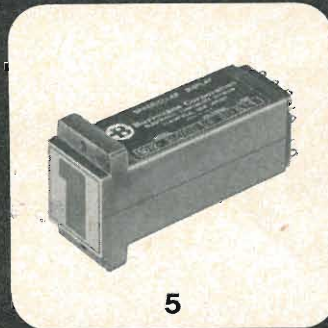
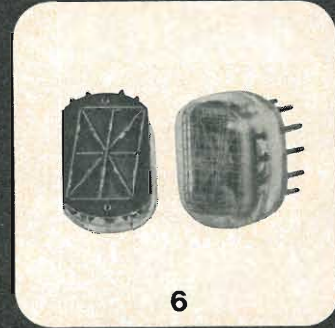
GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. 46.00.53/4
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79

PIAZZA TRENTO 8
MILANO

Tel. 54.20.51 (5 linee)
54.33.51 (5 linee)
TELEGR.: INGBELOTTI - MILANO

TESTER WESTON Mod. 980

Portatile, a 30 portate, per misure di correnti, tensioni, resistenze e di livello. Portate: . . . . **(30)**
- **Tensioni continue:** 1,6-8-40-160-400-800-4000 volt (20 000 ohm/volt) . . . . (7)
- **Tensioni alternate:** 1,6-8-40-160-400-1600 volt (1000 ohm/volt) . . . . (6)
- **Correnti continue:** 80 microA = 1,6-8-80-800 milliA = 8 A . . . . (6)
- **Resistenze:** 1000 — 10 000 — 100 000 ohm — 1 megaohm — 10 megaohm . . . . . (5)
- **Decibel:** — 15 + 6 = — 1 + 20 = + 13 + 34 = + 25 + 46 = + 33 + 54 = + 45 + 66 (6)

TUBI INDICATORI E MEMORIE A FILM SOTTILE

1 moduli contatori, decodificatori, di comando
2 pannelli per tubi Nixie
3 tubi indicatori Nixie
4 nuovi moduli miniaturizzati
5 indicatori "Sphericular Optic Display"
6 tubo indicatore alfanumerico

1

2

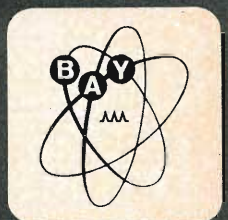
3

4

5

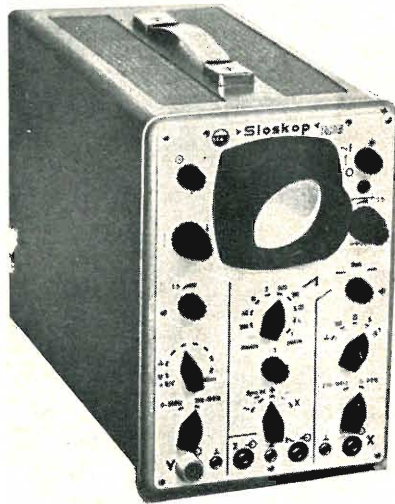
6

BURROUGHS CORPORATION
usa

BAY & C. s.p.a. milano via f. filzi 24 (centro pirelli) telefoni 654241-2-3-4-5

APPARECCHI DI GRANDE PRESTAZIONE, PRECISIONE E TECNICA PER LA RICERCA SCIENTIFICA, LO SVILUPPO, IL CONTROLLO

Oscillografo per impulsi EO 1/77 U "Sioskop"

Strumento portatile di grandi prestazioni per prove, controlli e manutenzione di impianti elettrici ed elettronici.

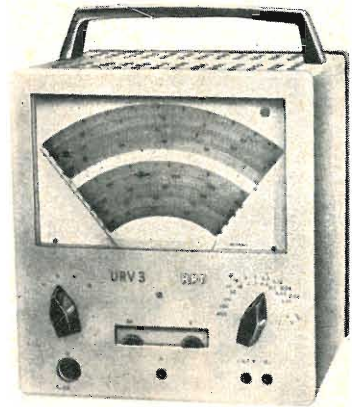
Pilotaggio verticale (Direzione V)

con amplificatore a larga banda a corrente continua
campi di frequenze
0 ... 5 MHz (—3 dB)
0 ... 7 MHz (—6 dB)
fattore di deviazione
50 mV /cm
dilazione dell'impulso
0,4/us

Pilotaggio orizzontale (Direzione X)

1 - con generatore rilassatore in libera oscillazione e sincronizzato con andamento continuo
campo di frequenze
0,2 HZ ... 200 kHz
asse dei tempi
1 s/cm ... 1 us/cm
2 - con amplificatore orizzontale
campo di frequenze
0 ... 1 MHz (—3 dB)
0 ... 2 MHz (—6 dB)

Alimentazione
tensioni di rete 100 - 130 V ∼ e 200 - 260 V ∼

Millivoltmetro Universale URV 3

Per la misura e le prove su apparecchi elettronici in laboratori, in sale prova e linee di fabbricazione.
Portata in tensione continua
0,001 ... 300 V
Portata in tensione alternata
nel campo di frequenza da 0,05 a 300 MHz
0,01 ... 30 V
senza divisore
nel campo di frequenza da 1 a 300 MHz
0,01 ... 300 V
con divisore
Alimentazione: tensione di rete 110/220 VA.
Consumo: circa 20 Watt.

Materiale completo illustrativo è a vostra disposizione su richiesta.

RFT

Esportatore:

Deutscher Innen - und Aussenhandel
Berlin N. 4, Chausseestrasse 111 - 112
Repubblica Democratica Tedesca

FARENS

IL TELEVISORE PRINCIPE

UNA INDUSTRIA NUOVA UNA PERFETTA ORGANIZZAZIONE AL SERVIZIO DEL RIVENDITORE ITALIANO

FARENS - VIA OXILIA 22 - MILANO

---

accumulatori

ERMETICI al Ni-Cd

DEAC

NESSUNA MANUTENZIONE
PERFETTA ERMETICITÀ
POSSIBILITÀ DI MONTAGGIO IN QUALSIASI POSIZIONE

RADIO PORTATILI
PROTESI AUDITIVA
ILLUMINAZIONE
APPARECCHIATURE SCIENTIFICHE

AGENTE GENERALE PER L'ITALIA:
TRAFILERIE e LAMINATOI di METALLI S.p.A. - MILANO
VIA A. DE TOGNI N. 2 - MILANO - TELEF.: 87.69.46 - 89.84.42

Rappresentante: Ing. GEROLAMO MILO
Via Stoppani, 31 - MILANO - Tel. 27.89.80

ANNO XXXVI **l'antenna**

MAGGIO 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

SOMMARIO

Direzione, Redazione **Amministrazione** Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Tempo di congiuntura

E' ormai di prammatica parlare di congiuntura economica in tutti i settori di attività italiana. E poichè nel settore radio-TV le reazioni ed i pareri degli interessati non erano del tutto concordi, si attendeva il " test" della Fiera di Milano per inquadrare e puntualizzare la situazione.

A Fiera conclusa possiamo dire che purtroppo i risultati sono stati quanto mai modesti e deludenti per ciò che riguarda il mercato interno. Qualche speranza degna di attenzione si è invece prospettata per quanto concerne qualche possibilità di esportazione: si è infatti manifestato un certo interesse positivo da parte di operatori esteri, particolarmente di paesi orientali e africani.

Indubbiamente i numerosi Stati africani di recente costituzione rappresentano un formidabile mercato potenziale da non trascurarsi. A Roma inoltre esiste un organismo ufficiale, il CIDEACA, che può facilitare l'inserimento della nostra industria nella soluzione dei problemi connessi all'evoluzione sociale di quei popoli.

Ma occorre maggiore iniziativa da parte nostra; bisogna superare quel diffuso senso di rassegnazione e di sconforto che purtroppo oggi predomina nell'ambiente dei nostri imprenditori.

Non tocca a noi, in questa sede, discutere le cause di tale situazione, ma è comunque sconfortante la constatazione che alla recente Fiera di Hannover, svoltasi a distanza di otto giorni dalla Fiera di Milano, mentre erano presenti nel settore elettronico gruppi organizzati di industrie francesi ed inglesi, nulla è stato fatto in tale direzione da parte italiana.

Una rappresentanza organizzata della nostra industria elettronica sarebbe stata opportuna, non soltanto per motivi di prestigio, ma per le effettive possibilità di esportazione, dato che tutti i prezzi (compresi quelli tedeschi) risultavano aumentati dal 10 al 20% nei confronti di quelli dell'ultima Mostra della Radio di Berlino, svoltasi nel settembre '63.

Comunque, a parte queste considerazioni di carattere generale suggerite dalla constatazione " de visu" dello scrivente, non resta che riconoscere che al momento attuale tutto il settore radio-TV sta ridimensionandosi per poter affrontare con le migliori probabilità di successo la prevista riduzione di attività del mercato interno.

Naturalmente esiste sempre la valvola di sicurezza dell'esportazione che non va assolutamente sottovalutata, anche se apparenti difficoltà di vario genere possono scoraggiare propositi ed iniziative.

Non va inoltre sottovalutato il fatto che il settore della radio e della televisione, inteso ormai come necessità sociale informativa della vita odierna, è tutt'ora in tale fase di espansione da far anteporre l'acquisto di questi apparecchi a molte altre esigenze del " menage" domestico.

E sotto questo profilo, non andrebbe risparmiato nessuno sforzo per invogliare il pubblico, riducendo i prezzi di vendita con un'accorta correzione degli sconti ai rivenditori, anche a carattere temporaneo. Non si deve inoltre dimenticare che la passata stagione 1963 è stata piuttosto proficua, e non si può sempre pretendere un andamento del mercato in continuo sviluppo; una saggia valutazione del prossimo futuro sarà pertanto costituita da una media tra la stagione passata e quella presente.

A.

dott. ing. Fabio Ghersel

La televisione a colori in Europa

1. - GENERALITÀ

Si è incominciato ad occuparsi della televisione a colori in Europa nel 1954, ad opera quasi esclusivamente dell'Inghilterra. Va riconosciuto infatti agli inglesi il merito di aver affrontato per primi in Europa il problema della televisione a colori, come già avevano fatto per la televisione in bianco e nero, e con risultati senz'altro notevoli, quali: adozione di uno standard sperimentale, il «British NTSC system», inizio di trasmissioni sia di immagini fisse che di programmi sperimentali a colori, messa a punto da parte di varie industrie di televisori a colori sperimentali (con cinescopio da 21 pollici) adatti a ricevere tali programmi. Per queste prove di televisione a colori ci si è orientati in Inghilterra verso uno standard risultante dall'adattamento dei principi dello standard NTSC americano al numero delle righe (405) ed alla larghezza di canale (5 MHz) in uso nella televisione inglese. È stata adottata per questo standard sperimentale una larghezza di banda dei segnali Y, I, Q di circa 3 MHz, 1 MHz, 0,34 MHz rispettivamente (i valori corrispondenti dello standard NTSC americano sono 4MHz, 1,5 MHz e 0,5 MHz rispettivamente), ed una frequenza della portante crominanza di 2,6578125 MHz. Dati sulla descrizione dei mezzi impiegati e sui risultati ottenuti si possono trovare negli articoli della bibliografia.

L'Inghilterra sarà anche molto probabilmente la prima ad iniziare una televisione a colori regolare in Europa. Attualmente diversi gruppi di studio in Europa si occupano attivamente di televisione a colori: lo scopo finale è quello dell'adozione di uno standard unico per la televisione a colori europea. Tre sono i sistemi di televisione a colori che vengono esaminati: il sistema americano NTSC modificato, che possiamo chiamare NTSC europeo (al quale accenneremo alla fine del paragrafo), il sistema francese Secam (vedi paragrafo 2) e il sistema tedesco PAL (vedi paragrafo 3). Si è riunito nel febbraio '64 a Londrail gruppo di studio XI del CCIR (comité consultatif international de radiocommunications: comitato consultivo internazionale di radiodiffusione) per stilare una raccomandazione sul sistema di televisione a colori da adottare in Europa. A questa riunione hanno preso parte delegazioni di associazioni di telecomunicazioni di diciannove paesi; erano inoltre rappresentate diciassette altre organizzazioni ed erano presenti osservatori di due organizzazioni internazionali.

La maggioranza dei partecipanti votò però per un rinvio di ogni decisione alla prossima riunione del gruppo di studio XI del CCIR, da tenersi a Vienna nell'aprile del 1965, stimando di poter fare per tale data una esperienza sufficiente per giungere ad una decisione definitiva e ragionevole. Il rinvio fu causato principalmente dal crescente interesse per il sistema PAL e dal desiderio di diversi paesi di fare propri esperimenti con tale sistema prima di decidere per questo o un altro sistema. Quattro nazioni, Inghilterra, Olanda, Danimarca e Austria, furono favorevoli alla adozione del sistema NTSC europeo. La Svezia era indecisa fra NTSC europeo e PAL.

La Norvegia e la Svizzera erano favorevoli al PAL. Il Lussemburgo era per il PAL o il Secam. I rappresentanti della altre nazioni, e fra queste la Germania, Francia, Italia, Belgio, Irlanda, Polonia, Romania, Cecoslovacchia, Russia, non hanno preso posizione.

Le modifiche suggerite al sistema NTSC originale riguardano naturalmente anzitutto la variazione delle frequenze di riga e di quadro e l'allargamento della differenza di frequenza fra portanti video e suono, in accordo con lo standard europeo in bianco e nero. Esiste pure il problema della scelta della nuova frequenza della sottoportante crominanza: il valore proposto è di 4,4296875 MHz ($\pm$10Hz).

Questo valore risulta da considerazioni analoghe a quelle che hanno portato alla scelta della frequenza della sottoportante per lo standard NTSC americano. Infatti qui la frequenza di riga è 15625 Hz, e la differenza di frequenza fra le portanti video e suono è 5,5 MHz, che risulta anche esattamente la 352esima armonica della frequenza di riga. La frequenza di quadro risulta $2\,\dfrac{15625}{625} = 50$ Hz. Inoltre, per una larghezza di banda del canale Q di circa 0,6 MHz e del canale Y di circa 5 MHz, sarebbe opportuno scegliere una frequenza della sottoportante vicina a 4,4 MHz. Un valore conveniente del multiplo di $\frac{1}{2}$ frequenza di riga è quindi 567, che dà una frequenza della sottoportante di $\dfrac{567}{2}\cdot 15625 = 4{,}4296875$ MHz.

Ci sono due altre proposte di modifica al sistema NTSC. La prima riguarda l'uso di forme differenti di correzione del gamma. La seconda riguarda l'uso della modulazione positiva per il segnale video e della modulazione di ampiezza per il suono.

2. - IL SISTEMA SECAM

Il secondo sistema in esame, in alternativa al sistema NTSC modificato, per uno standard europeo di televisione a colori, è quello francese denominato HDF (dal suo ideatore Henry de France) o Secam (sequentiel à memoire: sequenziale a memoria) sviluppato dalla Compagnie Francaise de Television.

In questo sistema, che si basa sulla premessa che per la trasmissione della informazione colorata non è necessario trasmettere una definizione verticale completa, l'informazione di crominanza viene trasmessa in modo sequenziale. Il segnale NTSC si basa su tre segnali, uno di luminanza e due di crominanza, e li trasmette simultaneamente. Il segnale Secam si basa esso pure su tre segnali uno di luminanza e due di crominanza (generati nello stesso modo usato nel sistema NTSC); i due segnali di crominanza non vengono però trasmessi contemporaneamente, ma in sequenza, uno per ogni riga, in modo che ad ogni istante ci sono solo due segnali trasmessi, il segnale di luminanza e uno dei due segnali di crominanza. Il segnale di crominanza trasmesso viene commutato ad ogni riga; il colore viene così analizzato con un numero di righe ridotto a metà, mentre per il bianco e nero viene mantenuto il numero totale delle righe.

Al ricevitore pervengono in ogni istante due soli segnali, mentre al cinescopio a tre cannoni elettronici sono necessari tre segnali simultanei per poter ricostruire l'immagine a colori. Per poter ottenere tre segnali, vengono impiegati i due segnali disponibili in quell'istante più il segnale di crominanza che era stato trasmesso nella riga precedente. Sono così disponibili i tre segnali richiesti, traendo vantaggio dal fatto che l'occhio non è capace di distinguere le variazioni di colore da una riga alla successiva. È quindi necessario introdurre nel ricevitore un nuovo elemento, detto memoria o linea di ritardo, che immagazzina un segnale di crominanza, con un ritardo di tempo di una riga e con una larghezza di banda uguale a quella del segnale di crominanza. Sono state proposte delle linee di ritardo di tipo ultrasonico.

Per il fatto che i segnali di crominanza non vengono trasmessi contemporaneamente, il sistema Secam permette una soddisfacente resa dei colori in presenza di errori di fase (nella trasmissione dei due segnali di crominanza) maggiori di quelli tollerati dal sistema NTSC. Questo rappresenta un vantaggio quando le immagini debbano essere trasmesse su lunghe reti di distribuzione o registrate su nastro magnetico. D'altro canto la definizione della immagine è in teoria peggiore di quella del sistema NTSC, e inoltre il sistema Secam sembra più suscettibile all'interferenza causata dai disturbi.

Si può dire quindi, con una valutazione semplificata, che si ha una semplificazione in trasmissione, dovendosi trasmettere due segnali anziché tre, e una complicazione alla ricezione, dovendosi introdurre il dispositivo a memoria per ricostruire i tre segnali simultanei.

Inizialmente si era impiegata una modulazione di ampiezza della sottoportante, si è poi passati alla modulazione di frequenza.

Il valore della sottoportante crominanza proposto per il Secam è di 4,4375 MHz (± 2000 Hz).

3. - IL SISTEMA PAL

Il terzo sistema è quello tedesco denominato PAL (phase alternation line: alternazione di fase da riga a riga) sviluppato da Walter Bruch della Telefunken.

Il sistema è una variante del sistema NTSC adatta (come il sistema Secam) a ridurre l'effetto della variazione di fase nella trasmissione di due segnali di crominanza. Questi due segnali vengono trasmessi come nel sistema NTSC, simultaneamente mediante modulazione di ampiezza di una sottoportante. In effetti, a differenza del sistema Secam dove viene utilizzata durante ogni riga solo una informazione colorata, nel PAL per la ricostruzione della informazione colorata sono disponibili ambedue i segnali di crominanza; ma nel trasmettitore la fase di uno dei due vettori di modulazione, dai quali si ottiene la modulazione in quadratura, viene commutata di 180°, ossia invertita, da riga a riga. (Ricordiamo che due colori che abbiano differenze di 180° sono colori complementari). Si ottiene così che gli errori di crominanza vengono presi nel valor medio fra una riga e la successiva e gli errori di fase vengono compensati automaticamente.

La informazione passata durante una riga viene ritardata del tempo di una riga e sommata in modo adatto alla informazione seguente della stessa fase. Nel ricevitore, come nel sistema Secam, è quindi necessario l'uso di una memoria o linea di ritardo.

Nel sistema Secam l'indipendenza dalla fase viene ottenuta evitando di trasmettere l'informazione colorata completa durante ogni riga. Il sistema PAL invece utilizza per la costituzione del segnale di crominanza quattro informazioni (due per ogni riga). Questo dovrebbe permettere un miglioramento della riproduzione ed inoltre una indipendenza della tinta dalle distorsioni di trasmissione. In definitiva esso accoppia le buone caratteristiche del sistema NTSC ad una indipendenza dalle distorsioni di fase nel canale di trasmissione (principale vantaggio del sistema Secam), pur tuttavia senza discostarsi molto dai fondamenti del sistema NTSC.

Il valore della sottoportante crominanza proposto per il PAL, è di 4,43361875 MHz (± 10 Hz); come alternativa può anche essere quello proposto per il NTSC europeo.

4. - BIBLIOGRAFIA

4.1. Labin, *Systemes compatibles de television en coleurs* (NTSC in U.S.A., Valensi in Francia), Revue gen. electricité, Sept. 1954, pp. 516-526.

Le systeme electronique actuel de television en coleurs de la Societé nouvelle de l'Outillage R.B.V. et de la societé La Radio-Industrie, Revue gen. electricité, Sept. 1954, pp. 527-532.

Transmitting colour information (Experimental « British NTSC » system), Wireless world, Aug. 1955, pp. 393-396.

Jesty, *Recent developments in colour TV*, Journal television society, Oct.-Dec. 1955, pp. 488-508.

Fairhurst, *Experimental colour receiver* (Murphy), Wireless world, March 1956, pp. 112-118, April 1956, pp. 183-187.

Pieing: *Über die Wahl eines Farbfernsehsystems für die Auswirkung des Farbhilfsträgers auf das schwarzweiss empfangene Farbbild*, Nachrichtentech. Z., Heft 8 (Aug.) 1956, pp. 365-370.

Lord: *Some problems in a band-sharing colour TV system*, Journal television society, Vol. 8, N. 4, Oct.-Dec. 1956, pp. 130-141.

Gabor: *A new flat picture tube*, Journal television society, Vol. 8, N. 4, Oct.-Dec. 1956, pp. 142-145.

Kirschstein, *The efforts of the CCIR concerning a European standard for colour TV*, Nachrichtentech. Z., Jan. 1957, pp. 1-4.

White, *Some alternatives to the NTSC colour television system*, Journal television society, Jan.-March 1957, pp. 191-206.

Hirsch: *Developments in colour television in Europe*, Convention Record IRE, March 1957, Part 3, pp. 213-219.

Jesty, *Horizontal vs vertical resolution*, Wireless world, July 1957, pp. 304-306.

Teer, *Colour television transmission. Practical aspects of the two subcarrier system*, Electronic and radio engineer, Aug. 1957 pp. 280-286, Sept. 1957, pp. 326-332.

Schwartz, *The analogous frequency of the colour sub-carrier in an adaptation of the NTSC system to the 625-line CCIR standard*, Randfunktech. Mitt., Vol. 1, Oct. 1957, pp. 191-195.

Maurice, *Comparison of four television standards* (British, American, French, European), Electronic and Radio Engineer, Nov. 1957, pp. 416-421.

Sproson, Watson, Campbell, *The BBC colour television tests: an appraisal of results*, BBC Engineering Division Monograph, Number 18, May 1958.

Auriema, Farber, *Modification of U.S. TV receivers for operation in 50-cycle power areas*, Trans. IRE, Vol. BTR-5, N. 2, May 1959, pp. 50-53.

Gerber, *Standardisation problems of european colour television*, Tech. Mitt. PTT, Vol. 37, July 1959, pp. 262-267.

Ribchester, *An experimental colour TV receiver: setting-up and adjustment* Journal television society, Vol. 9, Oct.-Dec. 1959, pp. 137-145.

Gerber, *Standardisation of european colour television*, Bull. schweiz. elektrotech. Ver., Vol. 51, Oct. 8, 1960, pp. 999-1004.

Cappuccini: *Verso la TV a colori*, Altafrequenza, Feb. 1961, pp. 89-97.

Loughlin: *A review of some of the recent developments in color TV*. Trans. IRE, vol. BTR-8, N. 1, April 1962, pp. 55-69.

Boolsky, etc., *Das Telycolour-Farbfernsehverfahren*. Funkschau, Juli 1963, Heft 13, pp. 359-361.

Colour television systems on trial, The radio and electronic engineer, Aug. 1963, pp. 107-108.

Norme provvisorie relative alle trasmissioni sperimentali secondo i sistemi compatibili di televisione a colori NTSC, Secam e PAL. Note recensioni e notizie, Istituto Superiore poste e telecomunicazioni, vol. XIII, supplemento al n. 1, gennaio-febbraio 1964.

Müller, *Verhalten der Farbfernsehsysteme NTSC Secam und PAL gegenüber Fremdstörungen*, Radio Mentor, März 1964, pp.205-209.

Fernsehene heute, morgen, übermorgen, Radio Mentor, April 1964, pp.254-256.

Avvenire della TV a colori in Italia, l'antenna, febbraio 1964, pp.62-63.

4.2. Chaste, etc., *Sequential receivers forfrench colour TV system*, Electronics,May 6, 1960, pp. 57-60.

Peyroles: *Fortschritte beim Secam Farbfernsehen*, Radio Mentor, Oct. 1961 pp. 862-863.

Cassagne, Sauvanet: *The Secam colour television system. Comparison with the NTSC system*, L'Onde electrique, vol. 41, Sept. 1961, pp. 689-703.

Cassagne, Sauvanet, *FM sequential signals kill multicolour ghosts*, Electronics, May 25, 1962, pp. 50-52.

C. F. Brochelsby, J. S. Palfreeman, R. W. Gibson, *Ultrasonic delay lines* (libro). Iliffe, 1963.

Cox, *Receiving Secam*, Wireless World, Sept. 1963.

Norme provvisorie relative alle trasmissioni sperimentali secondo i sistemi compatibili di televisione a colori NTSC, Secam e PAL. Note recensioni e notizie, vol. XIII, supplemento al n. 1, Istituto Superiore poste e telecomunica-

(il testo segue a pag. 212)

D. Pasma e G. Spakman

Autoradio transistorizzata con sintonia a pulsanti*

Dimensioni ridotte e una grande facilità di manovra costituiscono le condizioni essenziali alle quali devono rispondere le autoradio. Riguardo al primo punto il transistor ha permesso di realizzare importanti progressi. Questo articolo descrive uno degli ultimi apparecchi concepiti (il mod. N5X04T), interamente equipaggiato con transistori. L'accordo sulle principali emittenti può effettuarsi con l'aiuto di tasti; il meccanismo adottato per questo scopo, come pure le precauzioni prese per ottenere una sufficiente precisione, vengono esaminati in dettaglio.

1. - DIFFERENZE FRA LE AUTORADIO E GLI ALTRI RICEVITORI

Un'autoradio deve rispondere a condizioni assai più severe, in generale, della maggior parte dei ricevitori correnti, sia che si tratti di apparecchi portatili, sia che si tratti di apparecchi per uso domestico. Consideriamo succintamente queste condizioni.

In primo luogo, la costruzione meccanica. Mentre le dimensioni di un'autoradio devono essere abbastanza piccole per permettere il montaggio entro o sotto il cruscotto di una vettura normale, la sua costruzione deve essere sufficientemente robusta per permetterle di resistere ai colpi e alle vibrazioni ai quali è continuamente sottoposta in una vettura. Per proteggere l'apparecchio contro le perturbazioni elettriche provocate dal motore, esso deve essere inserito in un contenitore metallico ben chiuso. Ciò richiede a sua volta disposizioni speciali per assicurare una sufficiente dispersione del calore. Inoltre, la costruzione deve presentare la possibilità di effettuare rapidamente e facilmente eventuali riparazioni. Circa quest'ultimo punto, è pure desiderabile che il montaggio dell'apparecchio nell'auto possa effettuarsi nel modo più semplice possibile.

Anche nel campo elettrico l'autoradio deve rispondere ad esigenze particolari. L'alimentazione deve poter effettuarsi a partire dalla batteria di accumulatori della vettura, batteria la cui tensione può essere di 6 o 12, e talvolta 24 V e di cui, inoltre, secondo i casi, è il polo positivo o quello negativo che è collegato a massa. È desiderabile che l'apparecchio possa essere adattato facilmente a ciascuna di queste condizioni. Infine, per ridurre al minimo l'erogazione supplementare imposta dalla batteria, il consumo deve essere il più basso possibile.

Le condizioni imposte dal punto di vista radiotecnico ad un'autoradio non differiscono quasi da quelle imposte ad un buon ricevitore per uso domestico. I due tipi di apparecchi devono avere una grande sensibilità. Con le antenne dalle dimensioni abbastanza piccole che si utilizzano sulle auto, l'intensità del segnale non supera in molti casi i 10 μV, e tuttavia bisogna ottenere una ricezione accettabile con una tensione così bassa di antenna. Ciò comporta che, per un tasso medio di modulazione (30%) si deve poter ottenere all'uscita una potenza minima di 0,5 W. Questa potenza relativamente grande è necessaria in un'auto a motivo del livello di disturbo assai alto, che vi regna. Per questa ragione inoltre, la massima potenza di uscita desiderata è abbastanza forte: in generale attualmente, si desidera poter trasmettere all'altoparlante una potenza di 5 o 6 W con una distorsione assai piccola.

Dato che, durante la marcia dell'auto, si producono variazioni abbastanza sensibili dell'intensità del segnale, l'apparecchio deve essere provvisto di una regolazione automatica di volume efficacissima. Anche qui, le qualità richieste non cedono a quelle che si esigono da un ottimo apparecchio ricevitore normale.

Alcune condizioni menzionate si addicono pure ad altri apparecchi portatili. È così, per esempio, che la riduzione delle dimensioni è sempre essenziale. Tuttavia, poichè nella maggior parte dei casi ci si accontenta di una potenza di uscita più piccola, la potenza prelevata dalla sorgente di alimentazione è assai più bassa e, in conseguenza, lo sviluppo di calore è molto minore. Ne risulta che i problemi derivanti dalla sopraelevazione della temperatura risultante dalla riduzione delle dimensioni sono molto meno difficili da risolvere.

Un apparecchio al quale si impongono condizioni prossime, da certi punti di vista, a quelle imposte ad un'autoradio, è la parte ricevente di un fonomobile. Però, un simile apparecchio non ha, come un'autoradio, una frequenza di sintonia variabile in modo continuo, ma lavora su vari canali a frequenza fissa. Ciò semplifica in modo notevole diversi problemi radiotecnici in sede di costruzione. Per contro, un fonomobile deve rispondere, dal punto di vista meccanico, a condizioni ancora più severe di quelle imposte ad un autoradio, e ciò a motivo del carattere professionale dell'apparecchio.

2. - EVOLUZIONE DELL'AUTORADIO

Fu nel 1930 che iniziò la fabbricazione delle autoradio. Questi apparecchi erano previsti per la ricezione delle onde lunghe e corte. I primi ricevitori funzionavano senza cambiamento di frequenza (ricevitori ad amplificazione diretta), ma si pervenne rapidamente al tipo supereterodina.

A motivo delle grandi dimensioni dei tubi elettronici e dei componenti disponibili a quell'epoca, l'apparecchio della prima serie, con l'altoparlante incorporato, aveva un volume di 8,5 $dm.^3$ Queste grandi dimensioni obbligavano a montare l'apparecchio fuori della portata di mano del conducente; in generale lo si fissava sul parafuoco sepa-

*Da *Revue Technique Philips*, 24, 1962/63, 1-2 pagg. 57-70.

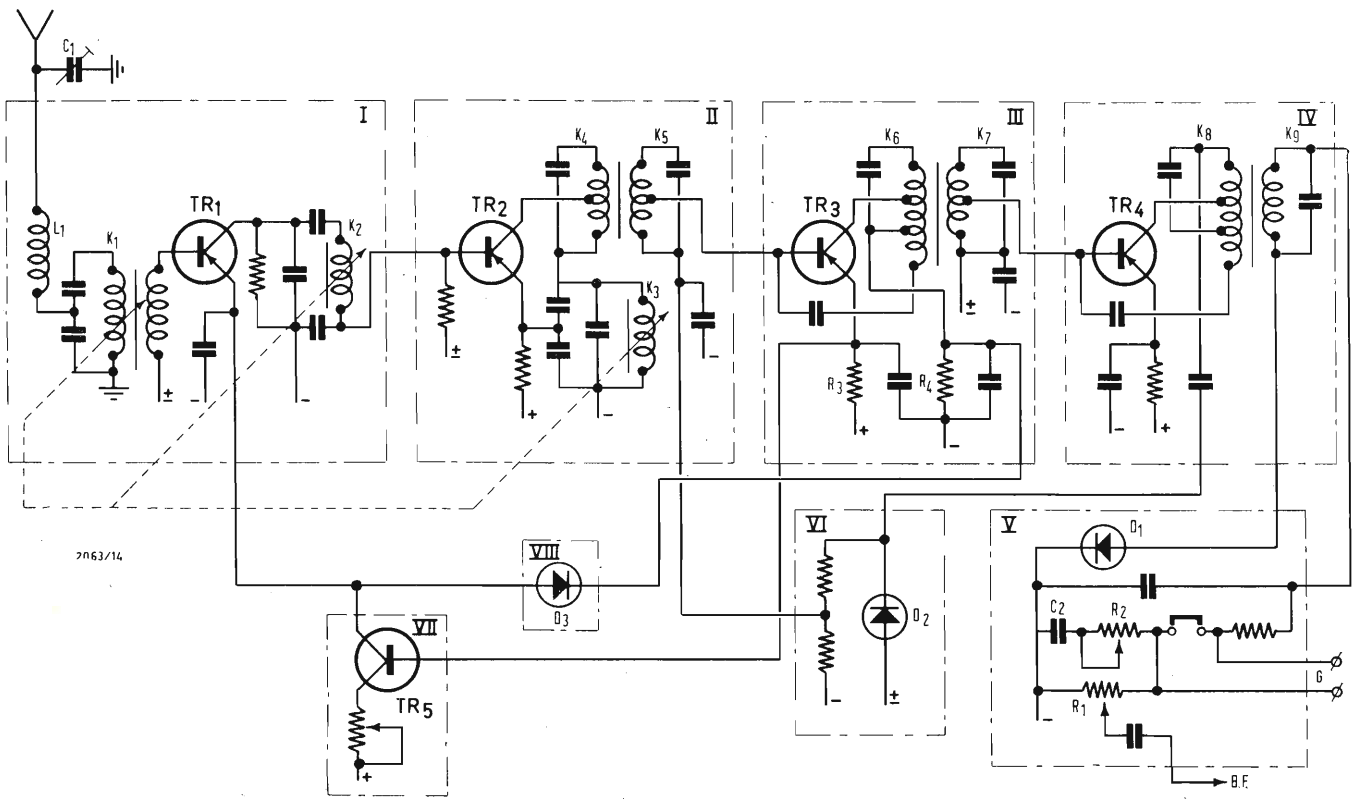



Fig. 1 - Schema semplificato delle sezioni a radio frequenza, a frequenza intermedia e di rivelazione dell'autoradio N5X04T. Si sono omessi, tra l'altro, gli elementi circuitali occorrenti per passare dalla gamma « onde corte » alla gamma « onde lunghe ». I segni +, — e ± significano che i punti considerati sono collegati alla linea di alimentazione positiva o negativa mediante un divisore di tensione connesso a queste linee. Le varie parti dello schema, che possono essere considerati più o meno come blocchi separati, sono incorniciati entro rettangoli. I stadio a radio frequenza; II stadio di cambio frequenza; III e IV stadi a frequenza intermedia; V stadio rivelatore; VI, VII e VIII elementi circuitali, che fanno parte della regolazione automatica del volume. C_1 è un condensatore variabile collegato al cavo di antenna (v. anche la fig. 5b), La variazione massima di capacità di questo condensatore è di 60 pF; perciò l'apparecchio è adatto per il raccordo ad antenne, la capacità delle quali (ivi compreso il cavetto schermato di antenna) è compresa fra 45 e 105 pF. Ai morsetti *G* può essere collegato un giradischi automignon. Se si desidera profittare di questa possibilità, bisogna sopprimere nell'apparecchio il collegamento tra i due punti corrispondenti ai detti morsetti.

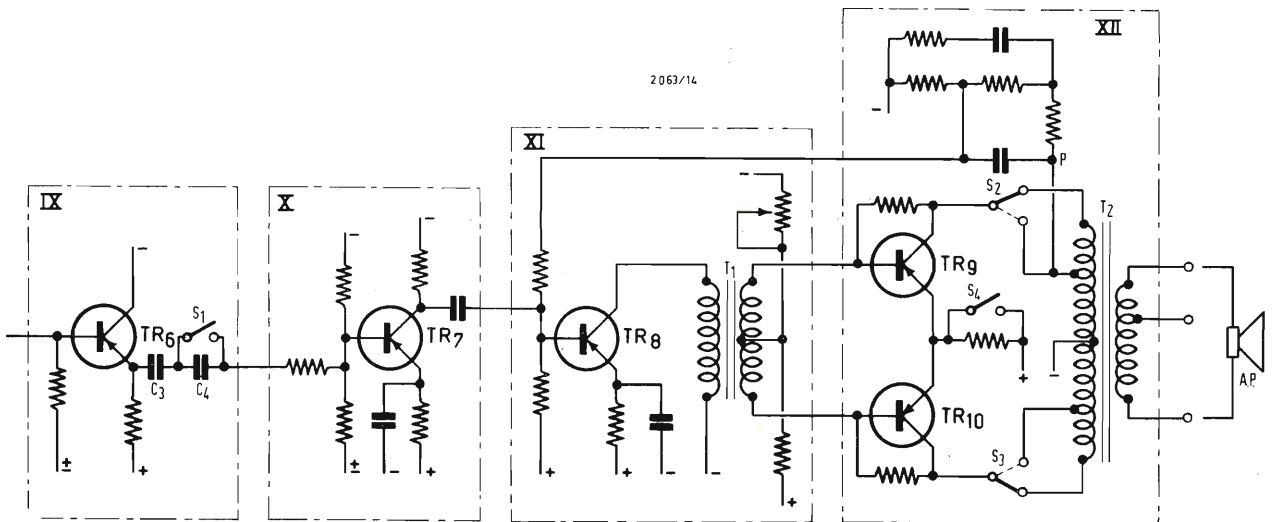



Fig. 2 - Schema semplificato della sezione di bassa frequenza. IX Stadio di bassa frequanza (ad emettitore asservito); X e XI stadi amplificatori di bassa frequanza; XII stadio di uscita; *AP* altoparlante; *P* circuito per l'accoppiamento a controreazione; S_1 commutatore parlato-musica. Allo scopo di ottenere, nel caso di impiego dell'apparecchio con una batteria da 6 V come pure con una batteria da 12 V, un adattamento vantaggioso tra i transistori Tr_9, Tr_{10} e l'altoparlante, non si utilizza, nel caso di una batteria da 6 V, che una parte dell'avvolgimento primario del trasformatore T_2. A questo fine si sono previsti i commutatori S_2, S_3 (rappresentati nella posizione per 12 V). Quando l'apparecchio è derivato su una batteria di 12 V, una resistenza viene inserita nella linea di emettitore comune di Tr_9 e Tr_{10}; per la tensione di batteria di 6 V, questa resistenza viene cortocircuitata (interruttore S_4).

rante il gruppo motore e la cabina. La manovra doveva allora effettuarsi a partire da una scatola di comando munita di collegamento flessibile (cavo Bowden) [1]). La messa a punto dei tubi e di altri componenti di dimensioni più piccole permise di ridurre vieppiù le dimensioni degli apparecchi delle serie successive. Una disposizione, che contribuì a questa riduzione fu la separazione dell'altoparlante. Tuttavia le dimensioni degli apparecchi restarono tali che il montaggio ad una certa distanza dal conducente, e per conseguenza il comando per mezzo di assi flessibili, restavano necessari. Dato l'inconveniente dell'impiegò di tali assi (manovra dura e gioco eccessivo) ci si sforzò di ridurre le dimensioni in modo da poter alloggiare il ricevitore nel cruscotto di bordo. Nel 1945 i tubi della tecnica A [2]) allora disponibili permisero di realizzare un apparecchio soddisfacente a questo desideratum.

Questo apparecchio (tipo NX570V) comprendeva due blocchi. Uno dei blocchi montato sul cruscotto di bordo, comprendeva il ricevitore propriamente detto: la parte alimentazione e l'altoparlante erano alloggiati in un contenitore separato, che poteva essere montato in una posizione conveniente contro la parete di separazione. Le due parti venivano collegate tra loro da un cavo schermato a molti conduttori.

Il volume delle due parti di questo apparecchio era rispettivamente di 1,6 dm^3 e di 4,7 dm^3, ossia in totale 6,3 dm^3. Da questo punto di vista, i progressi realizzati non erano dunque molto grandi. Un notevole vantaggio tuttavia consisteva nel fatto che gli organi di comando potevano ora essere montati direttamente sull'apparecchio, il che sopprimeva gli assi flessibili.

Una disposizione, che ha largamente contribuito ad una riduzione più spinta del volume, fu la sostituzione del condensatore variabile multiplo di accordo con bobine a nucleo di ferrite scorrevole (sintonia a induttanza variabile). Le dimensioni del gruppo dei circuiti di accordo sono, in quest'ultimo caso, molto più piccole. Inoltre, la soppressione del condensatore variabile con le sue grandi lamine a portata libera, comportava anche un altro vantaggio importante: le bobine a nuclei scorrevoli sono molto meno sensibili alle vibrazioni meccaniche (microfonicità) di un condensatore variabile. Un'altra superiorità di queste bobine è che, se ben costruite, esse si prestano molto meglio alla sintonizzazione per mezzo di tastiera. Ritorneremo su questa questione. Un fatto che deve essere menzionato è che con un'antenna capacitiva ed un circuito oscillatorio a capacità costante e induttanza variabile, l'amplificazione di tensione Q è praticamente indipendente dalla frequenza di accordo. Perciò la sensibilità del ricevitore è meno dipendente dalla frequenza di accordo.

Nei vecchi apparecchi una parte notevole del volume era occupata dai circuiti di alimentazione. Per ottenere la tensione anodica necessaria per i tubi, a partire dalla batteria, si utilizzava un vibratore. Questo convertiva la corrente continua della batteria in corrente alternata, dalla quale si otteneva, dopo trasformazione e raddrizzamento, l'alta tensione continua desiderata (circa 220 V) [3]). Per il raddrizzamento si utilizzava o un contatto addizionale del vibratore, o un tubo raddrizzatore. A ciò bisognava ancora aggiungere un trasformatore, qualche condensatore ed una bobina di induttanza; il complesso era per forza molto ingombrante. Va da sè che le ricerche si portarono su un ricevitore in cui la tensione di batteria potesse essere utilizzata direttamente per l'alimentazione dei tubi. Si avverò infatti la possibilità di realizzare tubi, che potessero funzionare con una tensione anodica di circa 6 V salvo il tubo di uscita; non si era nella condizione infatti di costruire un tubo, che potesse fornire sotto una tensione così bassa, la potenza da 2 a 5 W. Per queste ragioni la fabbricazione di un simile ricevitore non divenne possibile che dopo la messa a punto del transistore, che non richiede che una bassissima tensione di alimentazione. Uno dei primi tipi capaci di fornire una potenza sufficiente (l'OC16) fu adottato per lo stadio di uscita di un'autoradio, di cui gli altri stadi erano equipaggiati con tubi a bassa tensione. Lo stadio finale comprendeva sia un solo transistore OC16, sia due di questi transistori, montati in controfase. Questi apparecchi, chiamati ricevitori ibridi od anche apparecchi VT (valvole-transistori) e che apparvero sul mercato nel 1957, non comportavano dunque più il vibratore. Dato che, in tal caso, il trasformatore e i circuiti di filtraggio (impedenza e condensatori) sparivano anch'essi, il volume potè essere notevolmente ridotto. Si alloggiò allora la parte a radio frequenza e di frequenza intermedia in una scatola di 1,3 dm^3, che poteva essere montata nel cruscotto di bordo, mentre la parte di bassa frequenza (escluso l'altoparlante) potè essere alloggiata in una scatola separata di soli 0,9 $dm.^3$ Il volume totale non era dunque superiore a 2,2 $dm.^3$ Questa riduzione notevole delle dimensioni potè essere ottenuta, benchè l'apparecchio fosse capace di fornire la potenza di 6 W, in luogo dei 2 W degli apparecchi precedenti.

La soppressione del vibratore, del trasformatore, del raddrizzatore e dei circuiti di filtraggio, permise di realizzare una forte economia di spazio, con la riserva che questa economia era parzialmente annullata dal fatto che le linee di alimentazione dovevano essere munite di filtri antiparassiti addizionali. Infatti, a motivo del collegamento diretto alla batteria, il rischio di infiltrazione delle perturbazioni provocate dal sistema di accensione era aumentato. Un problema che si dimostrò particolarmente difficile nella messa a punto dei ricevitori VT fu l'ottenimento di una buona regolazione automatica di volume. La causa principale di ciò era che alla bassa tensione anodica di 6 V, la corrente anodica dei tubi diviene subito nulla per una bassissima tensione negativa di griglia. Perciò, si produceva una forte distorsione, quando i ricevitori venivano usati in prossimità di trasmittenti potenti; in certi casi gli apparecchi si «bloccavano» pure (cioè il suono emesso diveniva debolissimo e gravemente deformato). Sebbene una costruzione minuziosa avesse permesso di costruire ricevitori esenti da questi inconvenienti, non era quasi possibile, a motivo della dispersione normale dei tubi e di altri componenti, di garantire tale buon comportamento per tutti gli apparecchi di serie.

Con la tensione anodica di 12 V, la difficoltà segnalata è molto meno importante. Anche nei paesi, nei quali le auto non vengono praticamente equipaggiate che con batterie da 12 V, si seguita sempre a fabbricare apparecchi VT.

La costruzione meccanica ed elettrica dei primi apparecchi VT era identica a quella degli apparecchi più vecchi; perciò i collegamenti fra i componenti venivano realizzati nel modo usuale per mezzo di fili di rame. A motivo della compattezza della costruzione, il rischio di corti circuiti era grandissimo, ed infatti contatti indesiderati si producevano talvolta dopo il montaggio nella vettura. Da quando la filatura stampata fece la sua entrata nella radiotecnica, si decise di utilizzarla anche nelle autoradio, il che permetteva, non solo di ridurre nuovamente le dimensioni, ma soprattutto di limitare notevolmente il pericolo di guasti.

Quando la messa a punto dei transistori arrivò a un punto tale che si potevano parimenti utilizzare questi componenti per l'amplificazione a RF e a FI, si fabbricarono apparecchi portatili *interamente* equipaggiati con transistori. Si è proceduto analogamente per la autoradio. Si ottengono così dimensioni ancora più piccole ed un consumo minore.

Si è pervenuto ad alloggiare tutto l'apparecchio (escluso l'altoparlante) in un contenitore di 1,7 $dm,^3$ le dimensioni del quale permettono il montaggio nel cruscotto di bordo. Il presente articolo

---

[1]) Vedi J. W. Alexander. Les radio-récepteurs pour automobiles. Rev. techn. Philips 3, 113-119, 1938.

[2]) Vedi G. Alma e F. Prakke. Une nouvelle série de petits tubes de T.S.F. Rev. techn. Philips 8, 293-300, 1946.

[3]) Vedi J. Kuperus. La construction des vibrateurs pour appareils de T.S.F. Rev. techn. Philips 6, 342-346, 1941 (e v. anche l'articolo citato nella nota 1).

descrive un simile ricevitore (il Mod. N5X04T).

3. - LO SCHEMA

L'apparecchio è previsto per la ricezione delle onde lunghe e corte. È equipaggiato con 10 transistori e 3 diodi. Le diverse funzioni di questi elementi sono illustrate nelle fig. 1 e 2. Queste figure danno lo schema di principio, salvo le parti accessorie. Esamineremo qualche particolarità de lo schema.

La fig. 1 rappresenta la parte a RF (radio frequenza), la parte FI (frequenza intermedia) e la parte di rivelazione. *I* è lo stadio RF munito di un transistore (Tr_1) di tipo OC170. K_1 e K_2 sono i due circuiti RF; essi sono accordabili per mezzo di bobine a nucleo di ferroxcube scorrevoli. Lo schema non indica il modo con cui i circuiti a RF e dell'oscillatore vengono commutati nel passaggio dalla gamma « onde lunghe » alla gamma « onde corte ». L'antenna è connessa ad una presa capacitiva del circuito K_1. Nella linea di antenna è inserita una bobina di induttanza L_1, per ridurre l'infiltrazione delle perturbazioni provocate dal sistema di accensione del motore. Al fine di permettere la connessione dell'apparecchio ad antenne di diverse dimensioni, si è inserito un condensatore regolabile C_1 nel cavetto schermato di antenna (v. anche fig. 5 b). Lo studio RF-I è seguito dallo stadio a cambiamento di frequenza autooscillante II provvisto di un transistore (Tr_2) di tipo OC44. K_3 è il circuito oscillatore che, al pari di K_1 e K_2, viene sintonizzato per mezzo di un nucleo di ferroxcube scorrente entro una bobina. I due circuiti oscillatori K_4 e K_5 sono tra loro accoppiati e formano il primo filtro di banda a FI.

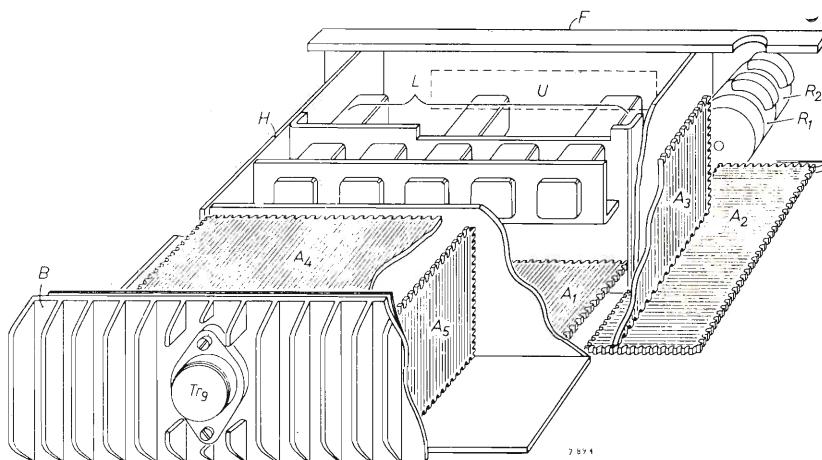
Lo stadio cambiafrequenza è seguito da due stadi a FI III e IV, equipaggiati con transistori Tr_3 e Tr_4 di tipo OC45. Il secondo ed il terzo filtro di banda a FI sono formati l'uno dai circuiti K_6 e K_7 e l'altro dai circuiti K_8 e K_9. Le bobine dei due circuiti primari K_6 e K_8 comportano ciascuna qualche spira addizionale (rappresentate dalla parte inferiore delle bobine) e sono collegate, con l'intermediario di condensatori, all'entrata dei transistori corrispondenti. In questo modo, la reazione che si produce nei transistori è in gran parte compensata (neutrodinaggio).

Lo stadio rivelatore *V* è di tipo normale. Esso comprende un diodo al germanio D_1, tipo OA79. Il potenziometro R_1 costituisce il comando del volume, mentre il potenziometro R_2 e il condensatore C_2 formano il controllo di tono. Le parti di schema indicate con VI, VII e VIII servono alla regolazione automatica del volume.

Questa regolazione di volume funziona nel seguente modo. La tensione di segnale presente al primario dell'ultimo trasformatore FI K_8 viene raddrizzata per mezzo del diodo D_2 (tipo OA79), e la tensione continua ottenuta viene applicata, attraverso un filtro di banda, alla base del primo transistore FI-Tr_3. Così, se interviene un aumento dell'intensità del segnale, la corrente emettitore-collettore e l'amplificazione del transistore Tr_3 diminuiscono. Per mezzo della variazione di tensione che si genera ai capi della resistenza R_3 di emettitore di Tr_3, si regola, con l'interposizione del transistore di regolazione Tr_5, l'amplificazione del transistore a RF-Tr_1. Al fine di permettere la ricezione di segnali intensissimi (per es. 1 *V* o anche di più) senza che si produca un sovraccarico dell'amplificatore a FI. Il diodo D_3 (pure di tipo OA79) è inserito fra l'emettitore di Tr_1 ed il capo superiore della resistenza R_1 prevista nel circuito di collettore del transistore Tr_3. Per segnali deboli, l'emettitore di Tr_1 ha una tensione negativa rispetto al terminale superiore di R_4. Perciò D_3 non è conduttivo. Tuttavia nel caso di segnali forti, questo diodo diviene conduttivo, principalmente per l'abbassamento della tensione ai capi di R_4. Tra la base e l'emettitore di Tr_1 si produce allora una tensione positiva di circa 1 *V*, in modo che questo transistore viene completamente bloccato e che il segnale di antenna intensissimo non raggiunge il transistore mescolatore Tr_2 se non attraverso le capacità interne e viene quindi fortemente attenuato.

La fig. 2 dà una rappresentazione pure semplificata dello schema della parte di bassa frequenza. Il primo stadio di bassa frequenza IX è costituito dal transistor Tr_6 di tipo OC75 in circuito detto collettore comune (anche chiamato ad emettitore asservito). In questo stadio non si ottiene amplificazione di tensione; esso è previsto per il caso in cui si desiderasse collegare ai morsetti *G* (v. fig. 1) un fonorivelatore a cristallo (come quello di un giradischi auto-mignon). Un simile rivelatore ha infatti un'impedenza altissima e richiede quindi una forte resistenza di carico, in modo che sarebbe necessario adottare, per il primo stadio di bassa

Fig. 3 - Schema semplificato della sezione di alimentazione. S_5 interruttore aperto. Gli interruttori indicati con S_7 e S_8 servono ad adattare il ricevitore di batteria con cui è equipaggiata l'automobile (6 V o 12 V). La batteria è collegata tra i punti *a* e *b*. La tensione di alimentazione dello stadio di uscita XII è ricavata dal punto segnato *e*. Si sfrutta cioè sempre tutta la tensione disponibile (6 o 12 V). Invece gli altri stadi sono alimentati a partire dal punto *d*. Con la chiusura o no dell'interruttore S_7 (corto circuito di R_5), si ottiene che la tensione di alimentazione rimanga, per le due tensioni di batteria menzionate, sempre la stessa di 6 V. La lampadina di illuminazione della scala *SL* è derivata direttamente sulla tensione di alimentazione (S_8 chiuso) nel caso di una batteria di 6 V. Quando la tensione di batteria è di 12 V, l'apertura di S_8 inserisce una resistenza in serie alla lampada. Il commutatore doppio S_6 permette l'impiego dell'apparecchio quando la batteria dell'auto è collegata a massa sia col polo positivo, sia col polo negativo; portando il commutatore in una posizione o nell'altra, si ottiene che i punti di collegamento *c*, *d* ed *e* abbiano sempre la polarità indicata.

Fig. 4 - Assonometria del montaggio dei principali organi dell'autoradio N5X04T. F pannello frontale; U quadrante scala; A_1 e fino ad A_5 piastrine a circuiti stampati; B piastra di raffreddamento; H fianco del telaio; L bobine; Tr_9 uno dei transistori di uscita; R_1 regolatore di volume; R_2 controllo di tono.

frequenza, un circuito ad alta resistenza di ingresso. Questo risultato può essere ottenuto con l'impiego di un transistore montato con collettore comune, la cui resistenza di entrata supera notevolmente quella dei transistori montati in altri modi. Una conseguenza di questa grande resistenza è che quella di entrata dello stadio rivelatore V è pure altissima. Perciò il rivelatore ha potuto essere montato in parallelo coll'ultimo circuito a FI-K_9 e non è stato necessario prevedere, per questa connessione, una presa sulla bobina di K_9. Gli stadi X e XI sono stadi amplificatori di bassa frequenza. L'accoppiamento fra IX e X si effettua per mezzo dei due condensatori C_3 e C_4 montati in serie. Il condensatore a minor capacità C_4, può essere cortocircuitato per mezzo dell'interruttore S_1. Quando S_1 è aperto, le note basse sono riprodotte meno intensamente, ciò che è desiderabile per la ricezione della parola (commutatore parlato-musica). I transistori Tr_7 e Tr_8 sono di tipo OC71 e OC79 rispettivamente. Quest'ultimo è accoppiato per mezzo del trasformatore T_1 allo stadio di uscita in controfase XII. Questo stadio comprende due transistori OC26 (Tr_9 e Tr_{10}). L'altoparlante è collegato con l'intermediario del trasformatore di uscita T_2. Si può a scelta utilizzare un solo altoparlante oppure due altoparlanti montati in parallelo. In vista di ottenere un buon adattamento in quest'ultimo caso, si è prevista una presa sull'avvolgimento secondario di T_2. Gli stadi XI e XII sono provvisti di un circuito di accoppiamento a controreazione; questa rete è rappresentata schematicamente da P in fig. 2. Lo stadio di uscita può fornire la potenza modulata di 6 W; la distorsione raggiunge allora il 10%.

La fig. 3 rappresenta sotto forma pure semplificata, la parte di alimentazione dell'apparecchio. La batteria di accumulatori è connessa fra i terminali a e b. Le bobine L_1 e L_2, in combinazione coi condensatori C_5 e C_6, formano dei filtri per impedire la trasmissione delle perturbazioni. L'interruttore S_5 è combinato, nel modo usuale, col regolatore di volume R_1 (v. fig. 1).

Per adattare l'apparecchio, secondo i casi, ad una batteria a 6 V o a 12 V, bisogna modificare certe connessioni. È a questo scopo che si sono previsti i commutatori S_2, S_3, S_4, S_7 e S_8 rappresentati nelle figure 2 e 3 (le didascalie di queste figure ne danno la spiegazione). Il commutatore doppio S_6 di fig. 3 permette di usare l'apparecchio indifferentemente nelle auto, la batteria delle quali è collegata a massa col polo positivo o col polo negativo. Nella realizzazione pratica, la commutazione da una tensione di alimentazione all'altra si effettua in modo particolarmente semplice. I collegamenti ai commutatori rappresentati S_2, S_3, S_4, S_7 e S_8 (v. fig. 2 e 3) sono riportati a punti di contatto raggruppati sopra un pannellino. Un tappo di contatto multipolare stabilisce le interconnessioni necessarie. La disposizione dei contatti è studiata in modo che, per inversione del tappo di contatto, le connessioni sono tali che si passa dall'alimentazione 6 V all'alimentazione 12 V o viceversa. Per il commutatore di polarità S_6 si è previsto un tappo di contatti separato. Le figure 5 b e 6 mostrano chiaramente questi tappi connettori.

4. - LA COSTRUZIONE

I problemi che si pongono nella costruzione di un'autoradio non vengono unicamente dalla ricerca delle dimensioni minime, di cui si è già fatto cenno sopra. Per i ricevitori portatili, la riduzione delle dimensioni è pure importante, ma la loro costruzione è più facile nel senso che per gli organi di comando e il quadrante di sintonia si può, al bisogno, utilizzare i vari lati dell'apparecchio. Un'autoradio, dovendo essere essere montata nel cruscotto di bordo, gli organi di comando e il quadrante devono tutti essere disposti sulla stessa faccia, e poichè la superficie disponibile sul cruscotto è abbastanza piccola, bisogna molto spesso utilizzare a questo effetto il più piccolo dei lati laterali. Le difficoltà crescono ancora per il fatto che una autoradio deve, al bisogno, poter essere manovrata con le mani rivestite di guanti spessi: gli organi di comando non devono perciò essere troppo piccoli. Le dimensioni dello apparecchio N5X04T sono 180 × 174 × 54 mm. Si disponeva dunque di una superficie di 54 × 180 mm. per il quadrante di accordo e per gli organi di comando. Inoltre gli accessori per fissare l'apparecchio al cruscotto, sui quali ritorneremo in seguito, dovevano trovarvi posto.

Il ricevitore può essere sintonizzato per mezzo di cinque tasti, che permettono di scegliere tre stazioni nella gamma delle onde corte e due nella gamma delle onde lunghe. L'accordo sulle altre emittenti può effettuarsi nel modo comune mediante una manopola rotante. La possibilità di accordo su un trasmettitore per abbassamento di un tasto è di grandissima importanza nell'autoradio, poichè, in questo modo, l'attenzione alla guida della macchina è molto meno distratta che nel caso di accordo ad orecchio per mezzo di un bottone rotante. Quando si conosce l'ordine di successione dei cinque trasmettitori sui quali sono regolati i tasti, si può accordare completamente l'apparecchio al tatto.

L'impiego della tastiera ha avuto conseguenze notevoli per la costruzione dell'apparecchio. In quanto precede abbiamo già menzionato che l'uso di bobine a nucleo di ferrite scorrevole merita la preferenza rispetto ai condensatori variabili. In seguito al movimento rettilineo che i nuclei effettuano durante l'operazione di sintonizzazione e in seguito alla piccola massa delle

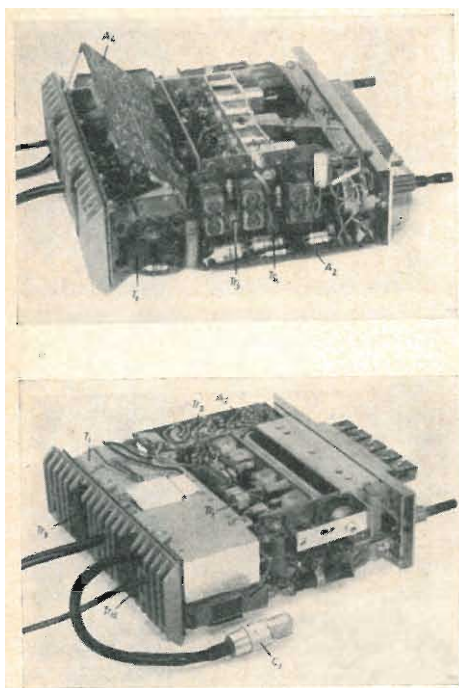



Fig. 5 - L'autoradio N5X04T senza contenitore.
a) Lato superiore. La basetta A_4 è ribaltata, in modo che i componenti, che si trovano sotto questa basetta, sono facilmente accessibili.
b) Lato inferiore. In primo piano si trova il condensatore C_1 regolabile di antenna (v. fig. 1), che permette di adattare l'apparecchio ad antenne di capacità diverse. Le lettere di riferimento dei componenti corrispondono a quelle delle figure da 1 a 4.

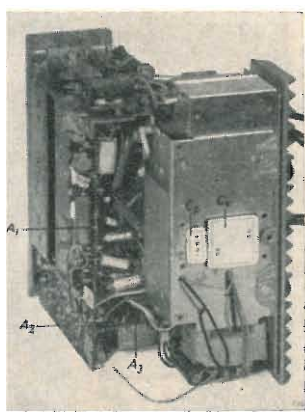



Fig. 6 - Per i lavori di montaggio o di riparazione, la parte posteriore del ricevitore può essere ribaltata rispetto alla parte anteriore. C_p e C_v sono bocchettoni di contatto reversibili, permettenti di adattare l'apparecchio a batterie di tensione di polarità differente. A_1, A_2 e A_3 sono basette a circuiti stampati.

parti in movimento, è più facile concepire un sistema di accordo semplice e preciso che nel caso dell'uso di condensatori variabili.

Quando non si usano tasti di sintonia, la parte di alta frequenza sintonizzabile non è più legata ad una posizione determinata nell'apparecchio. Infatti è praticamente sempre possibile stabilire in modo soddisfacente l'accoppiamento tra il bottone della sintonia, le bobine variabili e l'ago sul quadrante per mezzo di cordoncini o di altri mezzi, tanto più che non esiste una relazione fissa tra la frequenza regolata e la posizione della manopola di sintonia: si sintonizza sempre ad orecchio. Nel caso di accordo con tastiera, a motivo della grande precisione con cui ciascuno dei tasti deve regolare l'organo di accordo, un tale meccanismo non può essere preso in considerazione. Il moto dei tasti deve essere trasmesso il più direttamente possibile ai nuclei scorrevoli di ferrite. Bisogna dunque disporre le bobine il più vicino possibile sul davanti e approssimativamente al centro dell'apparecchio, affinchè i tasti possano formare un blocco con le bobine. Per ottenere tutta la compattezza desiderata, il resto del montaggio deve allora essere disposto tutto intorno a detto blocco, ciò in modo da sprecare il minimo spazio possibile. La fig. 4 mostra come il risultato sia stato ottenuto nell'apparecchio in oggetto. In questo spaccato, F è la piastra frontale dell'apparecchio (visto dietro). Sulla faccia anteriore di questo pannello si trova il quadrante V; immediatamente dietro sono disposte le bobine, indicate con L, della sezione RF e della parte oscillatrice. A_1 e fino ad A_5 sono cinque piastrine in materiale isolante provviste di circuiti stampati [4].

Su queste basette sono fissati per la maggior parte piccoli componenti, come le resistenze e i condensatori. La basetta A_1 comporta la maggior parte dei componenti della sezione a radio frequenza; su A_2 e A_3 sono montate le parti a FI e rivelatrice, mentre sulle basette A_4 e A_5 è disposta la parte di bassa frequenza, escluso qualche componente pesante, come i trasformatori T_1 e T_2 (v. fig. 2). Questi ultimi sono fissati direttamente al telaio metallico.

Benchè il calore sviluppato nell'apparecchio a transistori sia molto minore che negli apparecchi equipaggiati con tubi, esso rimane tuttavia così forte nel caso qui descritto, che bisogna curare il raffreddamento. La maggior parte del calore viene sviluppata nei due transistori di uscita Tr_9 e Tr_{10}; quindi questi sono fissati sopra una piastra B in alluminio, che chiude l'apparecchio posteriormente. Questa piastra è munita di alette di raffreddamento ed i transistori sono disposti sulla faccia esterna, in modo che essi si trovano in realtà all'esterno dell'apparecchio propriamente detto (in fig. 4 è mostrato uno solo dei transistori di uscita; vedere pure la fig. 5).

Sulla basetta A_2 si trovano i regolatori di volume R_1 e di tono R_2 (vedere anche la fig. 1), che sono comandati per mezzo di due assi concentrici. I due organi di comando non occupano dunque che poco posto sulla piastra frontale. Al potenziometro R_1 è inoltre accoppiato, al solito modo, l'interruttore generale di corrente (v. S_5 in fig. 3). Dall'altro lato della piastra frontale si trova (non visibile in fig. 4) il meccanismo di sintonia sulle stazioni che si possono scegliere per mezzo della tastiera, come pure il commutatore parola-musica (S_1, v. fig. 2). Gli assi di comando della manopola di sintonia e di S_1 sono pure concentrici. Nella parte a sinistra del separatore H in fig. 4 sono disposti i componenti, che servono all'alimentazione dell'apparecchio (fig. 3). La maggior parte dei punti di collegamento per le basette a circuiti stampati si trovano sul contorno di dette basette. Questa disposizione facilita l'estrazione e, al bisogno, la sostituzione di ciascuna basetta. La piastrina A_4 viene collegata con conduttori flessibili. Questa basetta inserita con qualche linguetta, può essere sollevata senza staccare i collegamenti, al fine di rendere facilmente accessibili i componenti montati su A_4. Ciò è illustrato in fig. 5 a. Oltre questa disposizione, si sono ancora prese altre precauzioni per assicurare una buona accessibilità della maggior parte dei componenti. Infatti il telaio è concepito in modo che basta staccare un filo e togliere due viti per poter girare la parte posteriore di un angolo di 90° rispetto alla parte anteriore. Essa può essere fissata in questa posizione per mezzo di due viti. La fig. 6 rappresenta un ricevitore avente questa posizione modificata, che non è soltanto interessante per eventuali riparazioni, ma della quale si può anche approfittare durante il montaggio.

5. - IL MECCANISMO DI ACCORDO

Esaminiamo ora come si effettua la sintonia per mezzo dei cinque tasti. Ciascun pulsante comanda lo scorrimento dei nuclei di ferrite secondo una posizione determinata nelle bobine dei due circuiti RF e del circuito dell'oscillatore. La fig. 7 rappresenta in modo molto semplificato il meccanismo in oggetto. La « bilancia » N può oscillare attorno all'asse AA' ed è accoppiata al pattino J_1. Il moto di va e vieni di questo pattino viene trasmesso mediante tiranti T, ai nuclei di ferrite che si trovano nelle bobine L. Nel disegno è rappresentato uno solo dei cinque tasti pulsanti, e precisamente il D. Il cilindro E è fissato al tasto D e porta il segmento semicircolare S. Quando il tasto viene premuto, la bilancia N occupa la posizione corrispondente a quella di questo segmento, in modo che il pattino J_1 viene portato nella posi-

[4] Vedi R. van Beek e W.W. Boelens, Cablage imprimé dans le radio-récepteurs, Rev. Techn. Philips 20, 131-139, 1958-59.

zione, che corrisponde alla sintonizzazione del ricevitore su un dato trasmettitore. I segmenti S dei cinque tasti occupano posizioni diverse: la pressione su questi tasti permette di accordare su cinque differenti trasmettitori. Quando nessun dei pulsanti è premuto, la bilancia può essere orientata girando il bottone K che è accoppiato dalla vite senza fine W_1; la ruota dentata W_2 è un accoppiamento a frizione (non rappresentato nel disegno) all'asse della bilancia N. Nella posizione normale, ogni segmento S è fissato sul suo cilindro E, in modo che ad ogni pressione sopra un tasto determinato la bilancia N occupa la stessa posizione. La posizione di S può però essere modificata in modo semplicissimo. Infatti, quando il tasto viene tirato sufficientemente indietro, il segmento S risulta completamente disimpegnato per mezzo di un meccanismo non rappresentato in fig. 7. Se, per mezzo di K, si accorda su un trasmettitore determinato e poi si spinge di nuovo D, S occupa tosto la posizione corrispondente a quella di N. Se si affonda più pronunciatamente il tasto, S diviene di nuovo solidale con E. In questo modo si può dunque sempre ottenere, per mezzo dell'affondamento di uno dei tasti pulsanti, un accordo realizzato una prima volta col bottone K.

I tasti permettono anche di comandare il commutatore, che serve per passare dalla gamma « onde lunghe » alla gamma « onde corte ». I contatti mobili di questo commutatore sono disposti sopra una striscia di materiale isolante che è connessa al pattino J_2 rappresentato in fig. 7. In questo pattino sono praticati degli incavi, uno dei quali Z è visibile in fig. 7.

Ad ogni pressione sopra un tasto, la estremità cianfrinata del cilindro pulsante E corrispondente batte sul lato obliquo di uno di questi incavi, in modo che J_2 occupa una delle due posizioni estreme. In tal modo, il commutatore d'onda viene disposto in una delle due gamme d'onde corte o lunghe. Gli incavi nell'J_2 sono disposti in modo che due dei tasti assicurano la messa in circuito della gamma « onde lunghe » e gli altri tre la messa in circuito della gamma « onde corte ».

Contemporaneamente a J_2 si sposta un altro pattino J_3; questo serve per disimpegnare ad ogni affondamento di un tasto, l'accoppiamento a frizione fra la ruota dentata W_2 e l'asse della bilancia N (torneremo più tardi su questo dispositivo). Coll'uso di un commutatore scorrevole invece del commutatore rotante impiegato precedentemente, si è creata la possibilità di disporre i contatti esattamente sulle bobine, il che ha permesso di praticare collegamenti brevi ed un insieme estremamente chiaro. Immediatamente dietro ad ogni tasto si trova un blocchetto I ribaltabile, sul quale è tracciata una freccia. Quando si preme un tasto, questo blocchetto si volta in modo che la suddetta freccia appaia attraverso una apertura praticata in uno schermo (non rappresentato nel disegno). Quando si rilascia il pulsante, il blocchetto permane in questa posizione. Quando si preme in seguito un altro tasto, il bloccaggio viene annullato ed il blocchetto del primo pulsante riprende la sua posizione iniziale, mentre un'altra freccia compare accanto al secondo tasto. In questo modo, si vede sempre quale tasto sia stato premuto per ultimo, il che permette un'identificazione rapida del trasmettitore scelto.

Quando si sintonizza il ricevitore per mezzo di un tasto o del bottone rotante, l'indice deve pure spostarsi lungo la scala. Questo spostamento deve effettuarsi perpendicolarmente alla di-

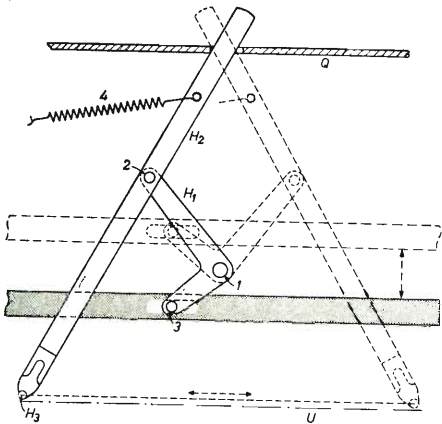



Fig. 8 - Vista del meccanismo dell'indice. H_1 pezzo curvo a punto di rotazione fisso 1; il pezzo porta in 3 una spina che scorre in una cava praticata in J_1 (v. fig. 7); H_2 leva collegata ad H_1 al punto di oscillazione 2; Q piastra del telaio; H_3 indice; U quadrante.

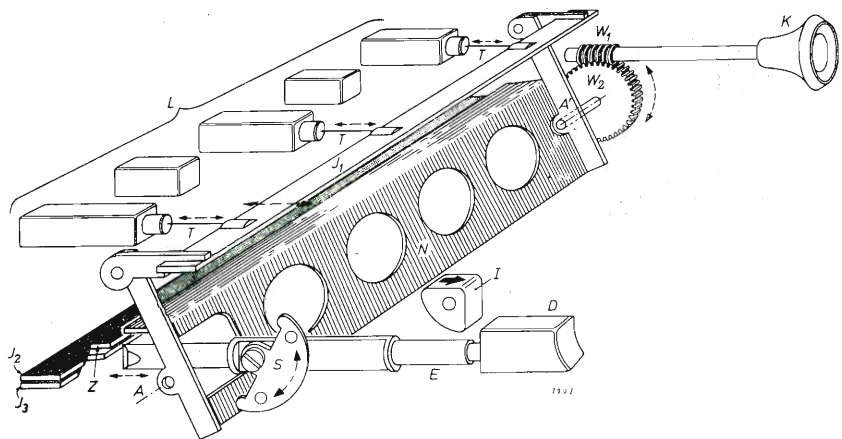



Fig. 7 - Rappresentazione semplificata del meccanismo di sintonizzazione. D tasto (pulsante); E cilindretto di spinta; S segmento; N bascula (bilancia) che può oscillare intorno alla retta AA'; W_1 vite senza fine; W_2 ruota dentata; K bottone di sintonia; J_1, J_2, J_3 pattini; T stelo di trazione; L bobine; I blocchetto indicatore.

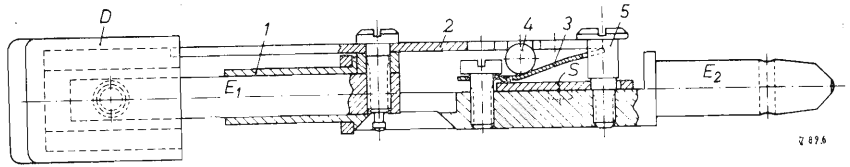



Fig. 9 - Sezione del meccanismo a tastiera. E_1 ed E_2 due parti dello stelo di pressione, delle quali E_1 può scorrere nella bussola 1 di E_2; 2 e 3 molle a lamina; S segmento; 4 sferetta di acciaio; 5 vite; D tasto da premere.

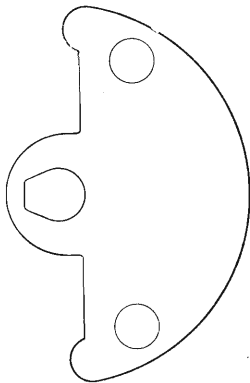



Fig. 10 - Segmento usato nel meccanismo a tastiera (indicato con S nelle figure 7 e 9). L'apertura attorno alla quale ruota il segmento presenta una forma che ricorda la forma a V.

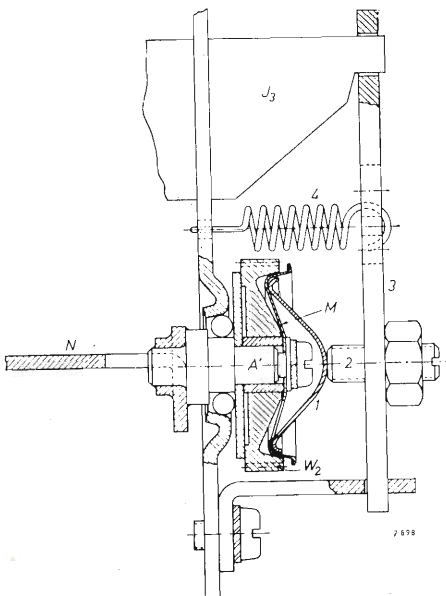



Fig. 11 - Sezione del meccanismo che assicura, ad ogni affondamento di un tasto, la sconnessione dell'accoppiamento a frizione fra il bottone di sintonia e la bascula; N bascula (bilancia) ad asse $A'0$; W_2 ruota dentata; M membrana; 1 premitore; 2 vite; 3 leva; 4 molla; J_3 pattino.

rezione di spostamento del pattino J_1. Il modo di accoppiamento più logico fra il meccanismo di sintonizzazione e l'indice consiste in un cordoncino passante su qualche galletto. Nell'apparecchio qui descritto questo sistema non ha potuto essere sfruttato, perchè il grande gioco che ne risulta non permetterebbe di ottenere la grande precisione richiesta dal meccanismo di accordo. Il meccanismo a bielle semplici rappresentato in fig. 8 provoca un gioco molto minore. La leva curva H_1 può oscillare attorno al punto fisso 1 e porta, al suo estremo 3, un pernetto che riposa in una fenditura praticata nel pattino J_1 (v. fig. 7). L'estremità 2 è articolata rispetto alla leva piatta H_2, che può scorrere in un'apertura praticata nella piastra Q (la molla 4 mantiene costantemente H_2 contro un lato di questa apertura). All'altro estremo di H_2 è fissato un ago H_3 in modo che questo sia facilmente smontabile. Il quadrante si trova nella posizione indicata con U. Si capisce facilmente che una rotazione di H_1 (provocata dal fatto che la spina 3 segue il movimento del pattino J_1) comporta uno spostamento praticamente rettilineo di H_3; con le dimensioni degli organi impiegati nell'apparecchio, lo scarto massimo rispetto alla retta non è che di 0,3 mm. Perciò l'indice si sposta con una precisione sufficiente esattamente lungo la scala.

6. - LA PRECISIONE

In quanto precede abbiamo spesso insistito sulla necessità di ottenere una precisione particolarmente grande del meccanismo di sintonia. Illustreremo questo fatto coi valori numerici seguenti. Con le bobine usate nell'apparecchio N5X04T, la variazione totale del coefficiente di induttanza si verifica per uno spostamento di 15 mm del nucleo di ferrite. Si esplora così nella gamma « onde corte » una banda di frequenze di 1100 kHz. Se si desidera che la pressione di un tasto comporti l'accordo dell'apparecchio con lo scarto massimo di 0,5 kHz sul trasmettitore desiderato, i nuclei scorrevoli devono essere regolati a meno di $(0,5/1100) \times 15$ mm $\cong 7\ \mu$ circa (valore medio). Questo gioco massimo ammissibile è la somma dei giochi che possono essere dovuti ad un eventuale erroneo fissaggio dei segmenti S (v. fig. 7), come al gioco e alla deformazione del sistema di trascinamento. Ancora, gli organi di questo sistema devono essere leggeri e rigidissimi e, inoltre, bisogna evitare, per mezzo di molle, che un gioco eventuale nel complesso non abbia influenza sulla regolazione da effettuare. Un qualsiasi possibile movimento di un segmento S fissato una volta per tutte rispetto al cilindretto E, deve essere evitato fissando rigidissimamente S nella posizione desiderata. La fig. 9 indica la costruzione escogitata a questo scopo. L'elemento che esercita la pressione, il quale in fig. 7 è rappresentato, per maggior chiarezza, sotto forma di un insieme, è in realtà costituito da due parti spostabili tra loro indicate con E_1 ed E_2 in fig. 9. La parte E_1, che porta il tasto D, può scorrere nella bussola 1, che è solidale con E_2. Il segmento S può ruotare attorno alla vite 5.

La figura illustra la situazione in cui S può spostarsi liberamente. Quando si sposta E_1 rispetto a E_2 verso destra, la molla a lama 2 spinge la biglia 4, in acciaio temperato, verso destra e perciò la molla a lamina 3 blocca il bordo del segmento S. Grazie al profilo speciale di 3, si ottiene così un grande effetto di leva. La forza con la quale S è bloccato è di circa 40 kg, il che è sufficiente per evitare qualsiasi rotazione del segmento S, anche nel caso di un uso frequente.

Per evitare uno scorrimento del segmento S al punto di rotazione, il foro di S che attraversa la vite 5 non è rotondo, ma assomiglia un poco alla forma di V (v. fig. 10). In tal modo, nell'applicazione del segmento S contro la bascula N (v. fig. 7) si evita qualsiasi gioco in questa posizione. La precisione con la quale la bilancia riprende la stessa posizione nell'affondamento di uno dei tasti dipende inoltre dalla coppia necessaria per spostare questo organo col pattino J_1 fissatovi, i nuclei di accordo ed il meccanismo dell'indice.

Questa coppia è determinata in gran parte dalla coppia di attrito, col quale l'asse A' della bilancia è fissato alla ruota dentata W_2 (v. fig. 7). A parte un aumento della coppia necessaria per far ruotare la bilancia quando questa ruota è ferma, questo accoppiamento a frizione agisce in modo che, ogni volta che uno dei pulsanti viene premuto, si

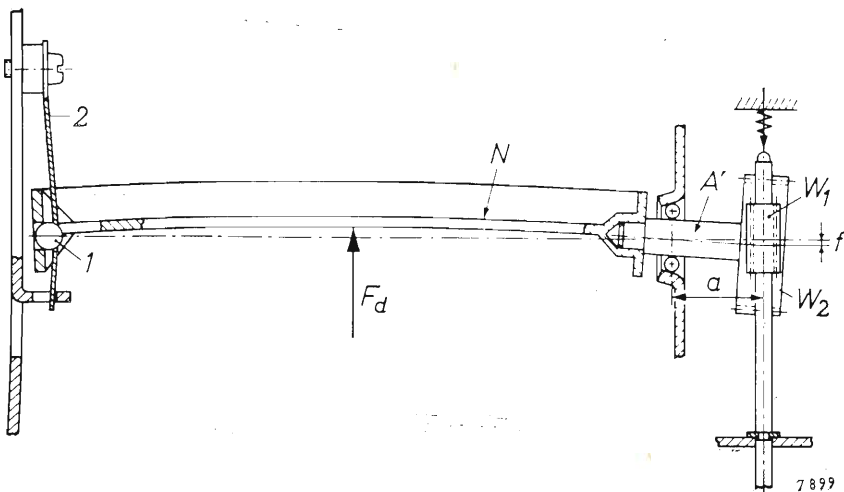



Fig. 12 - Rappresentazione semplificata della bascula N che viene inflessa dalla forza F_d di uno dei tasti. W_1 vite senza fine; W_2 ruota dentata; 1 sferetta di acciaio; 2 molla a lamina; a distanza fra l'asse della ruota dentata e l'asse del supporto a sfere; f spostamento dell'ingranaggio elicoidale sotto l'azione della flessione della bascula.

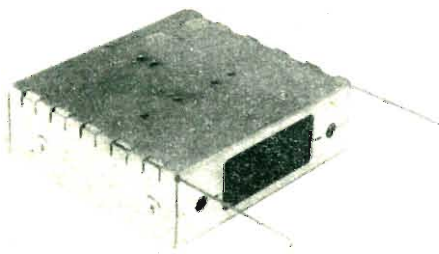



Fig. 13 - Le due parti del contenitore metallico sono munite di linguette, che sono interconnesse per mezzo di due steli in acciaio inossidabile, il che assicura un'eccellente schermatura elettrica.

Fig. 14 - Apparecchio autoradio N5X04T completo.

produce un piccolo rinculo elastico della bilancia, rinculo che è dovuto principalmente al fatto che la bascula subisce torsione quando si preme un tasto. Un ritorno elastico può pure prodursi nell'accoppiamento a frizione stesso. Il risultato di questo ritorno elastico è un errore addizionale nella riproducibilità dell'accordo per mezzo di tastiera.

Anche quando l'apparecchio è sintonizzato col bottone K, può eventualmente prodursi un piccolo rinculo elastico nell'accoppiamento a frizione, principalmente sotto l'effetto di vibrazioni alle quali l'apparecchio è sottomesso dopo l'accordo. La precisione richiesta in sede di regolazione della bascula sarà messa in evidenza dai dati numerici seguenti. L'angolo massimo di cui può girare la bascula è di circa 40°. Nella gamma « onde corte » si esplora così una banda di frequenza di 1.100 kHz. Se si pone il disaccordo massimo ammissibile, che può risultare dal ritorno elastico, uguale a 0,2 kHz, il valore massimo dell'angolo di cui la bilancia può ritornare elasticamente è uguale a $(0,2/1100) \times 40° = 26''$!

Per ridurre al minimo la possibilità di respinta elastica della bilancia, si è previsto un meccanismo che, ad ogni pressione sopra uno dei tasti, elimina l'accoppiamento a frizione fra l'ingranaggio elicoidale e l'asse della bascula. Questo meccanismo è stato omesso in fig. 7, al fine di non complicare il disegno, ma è rappresentato separatamente in fig. 11. Questa figura mostra inoltre, in sezione, l'accoppiamento a frizione. La ruota dentata W_2 ruota folle sull'asse A' della bilancia N, mentre sullo stesso asse è fissata una membrana M in berillio-rame. Il premente 1 spinge questa membrana in una cavità conica praticata nella ruota dentata W_2. Ciò si effettua per mezzo della molla 4 con l'intermediario della leva 3 e della vite 2. Quando si introduce uno dei tasti, il pattino J_3 si sposta verso destra (v. fig. 7) e perciò la leva 3 si sposta pure verso destra per effetto della molla 4. La pressione del premitore 1 sulla membrana M viene allora eliminata, in modo che l'accoppiamento fra la ruota dentata W^2 e l'asse A' è escluso. Quando si rilascia il tasto, la molla 4 ingrana di nuovo l'accoppiamento. La precisione del meccanismo di accordo è pure influenzata dal fatto che nell'uso di uno dei tasti, la bilancia non viene solamente ruotata, ma anche un poco inflessa. In fig. 12 la freccia risultante dalla forza F_d è esagerata per chiarezza di disegno. Quando si abbandona il tasto questa freccia scompare. Dato che la ruota dentata W_2, che è in contatto con la vite senza fine W_1, effettua pure essa uno spostamento durante la flessione e il rinculo elastico della bilancia, si può produrre una rotazione della ruota dentata e della bilancia stessa, il che potrebbe comportare, nel caso di una costruzione scadente, un errore inammissibile nella sintonia. Per dare un'idea della freccia ammissibile, si deve ricordare che uno spostamento f della ruota dentata su una distanza di 5 μ può provocare una dissintonia di 0,6 kHz del ricevitore. Lo spostamento della ruota dentata, che si produce per una determinata flessione, diminuisce a misura che la distanza a compresa tra l'asse del supporto a sfere e l'asse della ruota dentata va riducendosi. Per queste ragioni, l'insieme è realizzato in modo che questa distanza possa essere limitata a 3 mm. solamente. Questo risultato fu ottenuto, tra l'altro, disponendo il supporto di destra esternamente al telaio e munendo la bilancia, dal lato sinistro, di un'appendice a sfere, delle quali la sferetta 1 è spinta verso l'esterno dalla molla a lamina 2. In questo modo, la bilancia avendo un profilo che le assicura una grande rigidità, l'errore della sintonia, prodotto nel modo descritto, è ridotto ad un valore accettabile.

7. - IL CONTENITORE DEL RICEVITORE

Nella costruzione del mobile del ricevitore bisogna tener conto di due fattori importanti. Anzitutto la scatola deve essere « elettricamente chiusa », affinchè i parassiti provenienti dal motore non possano infiltrarsi nell'apparecchio. In secondo luogo è desiderabile che l'apparecchio possa essere aperto e chiuso molto rapidamente e molto facilmente. Queste condizioni divengono contradditorie quando si realizza un contenitore metallico, di cui le diverse parti sono collegate tra loro per mezzo di viti. Infatti, poichè l'insieme possa fare l'ufficio di una buona schermatura, le parti devono fare buon contatto elettrico in diversi punti, per modo che bisogna impiegare un grande numero di viti. Ciò è in contraddizione con la apertura e la chiusura rapide desiderate. Una soluzione soddisfacente è stata trovata con una scatola costituita da due parti, entrambe munite di linguette nelle quali scorrono due assi in acciaio inossidabile (fig. 13). Le numerose linguette si comportano tra loro come forti molle di contatto, il che assicura una buona schermatura elettrica.

Il blocco di raffreddamento *B* (v. fig. 4) è infilato nella parte inferiore della scatola e viene inoltre serrato tra i due lati, quando si chiude la scatola. Esso è collegato alla parte inferiore del contenitore con una sola vite. Questa stessa vite serve generalmente a fissare l'apparecchio nell'auto. Dopo il suo smontaggio fuori della macchina, il contenitore può dunque essere qualificato senza viti.

Il fissaggio del ricevitore al cruscotto di bordo si effettua per mezzo di un paio di robuste bussole filettate coassiali con gli alberi di comando. Quando la apertura nel cruscotto non corrisponde alle dimensioni dell'apparecchio, si può utilizzare un pannello ornamentale speciale. Se necessario, l'apparecchio può anche essere supportato dal lato posteriore. La fig. 14 dà una vista dell'apparecchio completo, mentre la foto in testa rappresenta un ricevitore montato in un automobile. Il montaggio dell'apparecchio nelle vetture può effettuarsi anche in modo diverso da quello rappresentato; così si può disporlo per es. sopra un ripiano di sospensione sotto al cruscotto. Dato che l'altoparlante non è incorporato nell'apparecchio, si dispone della massima libertà per montarlo in una posizione qualunque nella vettura. Se occorre, si possono montare due altoparlanti che sono collegati in parallelo alla presa prevista a questo scopo sul trasformatore di uscita. *A*

Novità nella catena NASA di stazioni di rilevamento spaziale

In vista dell'attuazione del programma preliminare dei Progetti « Gemini » e « Apollo » di volo spaziale umano, gli Stati Uniti stanno perfezionando la catena di stazioni di rilevamento ed ascolto a suo tempo costruita per il Progetto « Mercury » e per le altre attività spaziali con veicoli automatici di esplorazione.

In base ad un accordo annunciato simultaneamente a Madrid e a Washington, gli Stati Uniti costruiranno a circa 50 chilometri ad ovest di Madrid un'antenna parabolica da 25,9 metri di diametro che sarà utilizzata per il rilevamento, il collegamento e l'ascolto dei satelliti artificiali, nonchè delle sonde lunari e interplanetarie degli Stati Uniti.

Alla costruzione e al funzionamento della stazione collaborerà l'Istituto Nacional de Tecnica Aerospacial. Il personale addetto all'impianto comprenderà anche tecnici spagnoli. La stazione farà parte della catena di radiotelescopi per il tracking interplanetario del quale sono già in funzione gli impianti di Goldstone (California), Johannesburgh (Sud Africa) e Woomera (Australia). Il Governo spagnolo potrà effettuare programmi indipendenti di ricerche con la stazione, nelle pause dell'attività della NASA.

In base ad un altro accordo tra il Governo degli Stati Uniti e la Repubblica Malgascia, tra breve verrà installata a Majunga, nell'isola di Madagascar, una stazione di rilevamento trasportabile alla quale sarà addetto personale della NASA e locale. La stazione di Majunga servirà a sorvegliare la fase d'« iniezione » in orbita di satelliti sul tipo del « Nimbus », dell' « Echo » e dell'OGO.

Un terzo accordo, tra le autorità spaziali statunitensi e quelle australiane, permetterà infine lo spostamento da Muchea nei pressi di Carnavon, della stazione principale di rilevamento e acquisizione dati a suo tempo allestita dalla NASA — con l'assistenza del Ministero australiano dei rifornimenti — per il Progetto « Mercury » La decisione permetterà di distanziare ulteriormente questo impianto dalla stazione australiana di Woomera.

In tutti i lanci spaziali della NASA da Cape Kennedy, indipendentemente dall'azimuth, i veicoli spaziali passano nei pressi di Carnavon durante la prima orbita ed anche nei successivi passaggi essi vengono a trovarsi sempre più vicini a Carnavon che a qualsiasi punto su terraferma nella regione meridionale del Pacifico. (*u.s.*)

A Roma l'XI Congresso scientifico internazionale per l'elettronica.

Viene reso noto, in questi giorni, il programma completo dell'XI Congresso scientifico internazionale per l'elettronica che avrà luogo, come manifestazione scientifica tradizionale ad elevato livello, in occasione dell'XI Rassegna internazionale elettronica, nucleare e teleradiocinematografica di Roma, nel prossimo mese di giugno.

Il Congresso per l'elettronica, che si svolgerà con il concorso ed il patronato del Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni; dell'Istituto Superiore P.T. e della Fondazione Ugo Bordoni, terrà i suoi lavori nel Palazzo dei Congressi, all'EUR, dal 22 al 26 giugno 1964.

Il Comitato tecnico-scientifico del Congresso per l'elettronica è così composto: Presidente, Prof. Algeri Marino; Vice Presidente, Prof. Giuseppe Francini; Membri, Prof. Ing. Albino Antinori, Prof. Franco Cappuccini, Prof. Andrea Ferrari-Toniolo, Ing. Ernesto Lensi, Prof. Enrico Medi, Prof. Ing. Carlo Micheletta; Segretario scientifico, Prof. Antonio Ruberti; Segretario esecutivo, Dott. Ernesto M. Rodriguez.

Il Congresso per l'elettronica è articolato in 6 Sessioni, che si rendono ora necessarie, in una manifestazione di tal genere, quando si vogliano considerare gli aggiornamenti dei sempre più numerosi settori di studio e campi di applicazione dell'elettronica.

Transistorizzazione e ponti radio

« Tendenze attuali nella progettazione e costruzione di apparati professionali utilizzanti prevalentemente dispositivi a stato solido, con particolare riguardo alla tecnica dei ponti radio » è il tema della I Sessione, che sarà presieduta dal Prof. Ing. Gaetano Monti-Guarnieri, Direttore della « Marelli » (Milano) con il Segretario scientifico Ing. Carmelo Rudilosso, dell'Istituto Superiore Poste e Telecomunicazioni (Roma).

A tale riguardo, vanno ricordati i grandi vantaggi ottenibili con la sostituzione dei tubi elettronici con dispositivi a semiconduttori nei riguardi della riduzione dell'energia di alimentazione e della potenza dissipata in calore, della stabilità e durata di funzionamento e del costo. La possibilità di ridurre le dimensioni delle apparecchiature di telecomunicazioni ha, inoltre, ripercussioni economiche importanti per le grandi stazioni e per le centrali, di cui è possibile diminuire il volume e quindi il costo delle aree occupate e dei fabbricati.

Nel caso particolare dei ponti radio, grandi progressi sono stati recentemente compiuti sulla via della transistorizzazione, ma varie difficoltà permangono ancora alla adozione esclusiva di dispositivi a semiconduttore, specie per quanto concerne la generazione e l'amplificazione delle radiofrequenze.

Rientrano nel tema le seguenti questioni tecniche di particolare interesse: limite massimo di frequenza raggiungibile in relazione alla potenza; amplificazione conseguibile in relazione alla larghezza di banda; problemi della modulazione; dispositivi a stato solido adatti per la regolazione automatica dell'amplificazione.

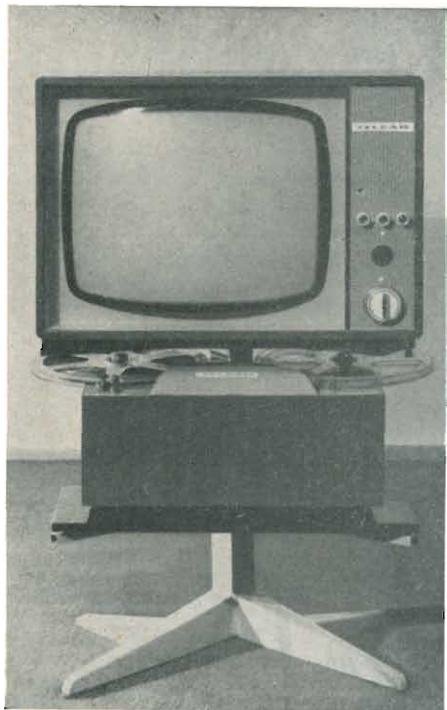
Produzione di energia a bordo di satelliti

« Convertitori elettronici di energia e loro possibilità di applicazione » è il tema della II Sessione, che sarà presieduta dal Prof. Dott. Antonio Carrelli, Direttore dell'Istituto di fisica dell'Università di Napoli e Membro del Comitato nazionale per la fisica del Consiglio Nazionale delle Ricerche, con il Segretario scientifico coordinatore Prof. Ing. Andrea Ferrari-Toniolo, Segretario generale della Fondazione « Ugo Bordoni » (Roma).

Il tema riguarda i nuovi dispositivi per la generazione di energia elettrica (termoionici, celle solari, ecc.): sono questioni tecniche di grandissima importanza per le apparecchiature di bordo dei satelliti, per i servizi radio mobili e per gli impianti di telecomunicazione, in cavo ed hertziani, delle reti telefoniche secondarie. Il tema interessa anche altre applicazioni industriali e di carattere vario e le innovazioni in questo campo possono avere riflessi di notevole portata tecnica ed economica.

Telefonia con sistemi fino a 2700 canali

« Prospettive di sviluppo della tecnica telefonica con particolare riferimento ai sistemi di trasmissione con modulazione ad impulsi codificati ed ai sistemi di commutazione elettronica » è il tema della III Sessione, che sarà presieduta dal Prof. Ing. Albino Antinori, Ispettore generale superiore del Ministero Poste e Telecomunicazioni e Membro del Consiglio Nazionale delle Ricerche, con il Segretario scientifico Prof. Diodato Gagliardi, dell'Istituto Superiore Poste e Telecomunicazioni.

Per questo tema si deve considerare che mentre nelle reti a lunga distanza è in corso l'introduzione dei sistemi coassiali ed hertziani a grandissima capacità (fino a 2700 canali), già si profilano nuove ed interessanti soluzioni sia per dette reti che per quelle minori. In particolare, per queste ultime sono già in studio ed esperimento sistemi destinati a funzionare a distanze brevi e brevissime utilizzando la tecnica degli impulsi codificati. Si tende, inoltre, a realizzare per le reti urbane sistemi integrati di trasmissione e di commutazione che potranno risultare particolarmente efficienti ed economici.

Il primo registratore televisivo commerciale ad uso domestico del mondo è stato realizzato da un gruppo di tecnici inglesi. L'apparecchio, denominato « Telcan », è disponibile sia come parte integrale di un ricevitore televisivo (come nella foto sopra), sia come unità separata molto simile ad un normale registratore sonoro. Una modifica apportata al ricevitore consente di seguire le trasmissioni di un canale, mentre il « Telcan » registra quelle trasmesse dall'altro o da uno degli altri canali.

Questo furgone televisivo costruito da una ditta inglese contiene dieci telecamere. È stato impiegato durante i recenti Giochi Olimpici Invernali di Innsbruck.

Tra le questioni tecniche da approfondire vi sono quelle riguardanti le caratteristiche di qualità nei punti in cui il segnale è di tipo analogico e nei punti in cui è di tipo digitale, nonchè i requisiti da imporre ai cavi urbani che utilizzano i predetti sistemi.

Per quanto riguarda le centrali di commutazione elettronica, è di grande interesse fare il punto sugli orientamenti che oggi prevalgono circa la preferenza da accordare ai differenti sistemi: meccanico, semi-elettronico, elettronico (a divisione di spazio o di tempo) ed una previsione relativa all'epoca in cui potrà risultare utile, dal punto di vista tecnico ed economico, l'utilizzazione dei nuovi tipi di centrali.

Il riconoscimento di suoni od immagini

« Riconoscimento automatico di configurazioni, sia per quanto riguarda le scritture, sia per quanto concerne la struttura della voce umana e delle immagini » è il tema della IV Sessione, che sarà presieduta dal Prof. Franco Cappuccini, dell'Istituto di elettrotecnica dell'Università di Padova, con il Segretario scientifico Prof. Antonio Ruberti, dell'Istituto di elettronica dell'Università di Roma.

Tema di larghissima applicazione pratica, questo, in quanto il riconoscimento dei caratteri alfabetici e numerici stampati, dattilografati, scritti a mano (in stampatello o in chiaro corsivo) e di figure geometriche, è oggi di grande interesse per numerose applicazioni, quali: lo smistamento automatico delle corrispondenze postali, la selezione automatica degli assegni e di altri titoli di credito nei servizi di banca, ecc.

Il riconoscimento di suoni o immagini potrà consentire la riduzione della banda dei canali telefonici e televisivi, accrescendo il rendimento dei sistemi di trasmissione, specialmente di quelli più costosi (cavi sottomarini, satelliti, ecc.).

Le questioni tecniche più importanti poste dal problema del riconoscimento riguardano, sia i criteri da adottare (geometrici, morfologici, topologici, probabilistici, ecc.), sia i dispositivi che effettuano il riconoscimento, i quali possono operare: su marche fluorescenti o conduttrici, su caratteri scritti con inchiostri magnetici ovvero mediante rilevamento ottico del carattere.

Un ausilio all'opera del medico e del biologo

« L'elettronica medicale, con particolare riguardo all'ausilio al medico nel campo della diagnostica, dell'interpretazione dei tracciati ed in altre applicazioni » è il tema della V Sessione, presieduto dal Prof. J. Polonsky, della COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL (Francia), che avrà come Relatore generale il Dott. W. J. Perkins, del « National Institut for Medical Research » di Londra.

L'elettronica medicale costituisce uno dei rami più giovani e dinamici dell'elettronica ed offre vaste prospettive di ausilio all'opera del medico e dello studioso di biologia; basta pensare all'uso di calcolatori per aiuto alla diagnosi, la costruzione di arti artificiali automatici, l'interpretazione dei tracciati, la trasmissione a distanza dei dati rilevati e così via.

In particolare, il Congresso di quest'anno sarà orientato principalmente sull'evoluzione dei sistemi elettronici nel quadro del « Monitoring » ospedaliero e sul contributo dell'elettronica alla ricerca biologica in fisiologia e in biologia molecolare.

Strumentazione, controllo e calcolo nel campo dell'energia nucleare

Infine, l' « Attualità elettronica, con particolare riguardo alla applicazione delle tecniche elettroniche nel campo nucleare » è il tema della VI Sessione del Congresso per l'elettronica; Sessione che sarà presieduta dall'On. Enrico Medi, Direttore dell'Istituto nazionale di geofisica (Roma) Vice presidente dell'Euratom e Membro del Consiglio Nazionale delle Ricerche, con il Segretario scientifico Prof. Pietro Dominici, dell'Istituto nazionale di geofisica.

Il tema di questa Sessione è oltremodo vasto; si può, a titolo di esempio, accennare all'impiego sempre più largo di componenti miniaturizzati e di circuiti integrati, atti questi ultimi a consentire una estrema riduzione del volume delle apparecchiature.

Particolare attenzione sarà dedicata — nei lavori della Sessione — al calcolo nucleare, ai servocomandi, controlli, telemisurazioni; all'applicazione di tecniche elettroniche nel campo della energia nucleare, sia per quanto riguarda la strumentazione, sia per quanto concerne i metodi di controllo e di calcolo, nonchè all'applicazione di dette tecniche alle ricerche geofisiche ed alla esplorazione dello spazio extraterrestre.

L'elaborazione elettronica applicata in un massimario legale per un milione di sentenze

L'elaborazione elettronica è stata applicata nel campo legale. Infatti l'avv. Elias Happenfeld di New York ha fondato una speciale organizzazione denominata « Law Research Service », presso la quale 50 giuristi hanno scelto e classificato un milione di sentenze pronunciate dai Tribunali dello Stato di New York. Dopo tre anni di intenso lavoro, essi hanno consegnato il ponderoso « massimario » raccolto ad un gruppo di esperti, i quali, a loro volta, hanno trasformato l'ingente mole di dati in un programma per l'Univac III. In tal modo, questo elaboratore elettronico, che è uno dei più grandi e veloci disponibili sul mercato mondiale,

viene messo in grado di trattare ben 120.000 casi legali al minuto, fornendo il testo integrale delle decisioni applicabili a ciascuno di essi. Tale « massimario elettronico » potrà essere consultato con modesta spesa da qualsiasi avvocato della città di New York. (*i.s.*)

Un' esposizione tecnica ad alto livello per l'inaugurazione della Filiale Philips di Roma

La nuova Filiale Philips di Roma è stata inaugurata con una esposizione tecnica ad alto livello.
Hanno presenziato alla cerimonia inaugurale i Cardinali Paolo Giobbe, Gustavo Testa, Luigi Coppello, il Ministro della Difesa, on. Giulio Andreotti, il Sen. Pietro Micara, il prof. Carlo Bozzi, il Gen. Aldo Remondino, l'Amm. Ernesto Giuriati, l'ing. Salvatore Rebecchini, numerosissime Autorità militari, civili e religiose con alcuni membri della Direzione del Concern Philips: Mr. H. J. R. G. Hartong, Mr. P. G. Hagendoorn, Mr. W. F. M. Isphording.
Dopo la benedizione impartita dal Cardinale Giobbe, il sig. F. N. Leddy, Amministratore Delegato della Philips italiana ha indirizzato ai presenti il saluto della Società, cui ha risposto il Ministro Andreotti.
Fra le apparecchiature esposte figuravano una unità di « plasma jet » con la quale è possibile ottenere in laboratorio temperature fino a 19 mila gradi centigradi, una macchina per la produzione di aria liquida, un'apparecchiatura ad ultrasuoni per il riscaldamento dei metalli da forgia. La sezione Metalix ha presentato un impianto di Roentgen-cinematografia telecomandata mentre altri reparti hanno presentato una apparecchiatura di pesatura elettronica industriale, un radar fluviale che ha funzionato durante tutto il periodo della mostra, una lavagna elettronica ed un binocolo a raggi infrarossi.
Nel settore elettrodomestici era esposto un forno elettronico ad alta frequenza per ristoranti con il quale è possibile cuocere i cibi in tempi minimi (circa venti secondi per le bistecche!)
Durante tutto il periodo in cui è rimasta aperta, la mostra è stata visitata da tecnici, docenti universitari e funzionari delle organizzazioni nazionali ed internazionali che operano anche in Italia. (*ph.*)

Roma: Esposizione Tecnica Philips. Una serie di pannelli fotografci ha completato il panorama offerto da Philips sulla propria produzione di apparecchiature industriali.

Radiopluviometro in Australia

Un sistema di radio telemetria che avverte dell'imminente pericolo di inondazione è stato sperimentato nella valle di Macleay nel New South Wales.
Il dispositivo è stato realizzato su richiesta del Reparto Meteorologico del Commonwealth dalla Telecommunication Company of Australia Pty Limited, una associata della Philips australiana.
Con tale dispositivo non occorre che i meteorologi si rechino in zone talvolta impervie per leggere le misure dei pluviometri che sono installati nei posti più remoti.
Il nuovo sistema permette di ottenere le misure rilevate dai pluviometri via radio poichè ognuno di essi, a turno, trasmette, in codice, al centro di registrazione i dati relativi alla caduta della pioggia. Al centro di registrazione, l'informazione ricevuta viene stampata automaticamente assieme all'ora e alla data della rilevazione su strisce di carta simili a un nastro di telescrivente. (*p.t.*)

La televisione a colori in Europa

(segue da pag. 199)

zioni, gennaio febbraio 1964 .pp. 32-43.
4.3. *Farbfernsehempfänger.* DAS 145222, 21a[1], 34/31. T20968. Anmelder Telefunken Ulm./Donan. Enfahrer Walter Bruch, Hannover, 17.10.61, bekannt gemacht 14.3.63.

Bruch, *Farbfernschsysteme- Überblick über das NTSC-, Secam- und PAL-System,* Telefunken-Zeitung, Anno 36, fascicolo 1/2, pp. 70-88.

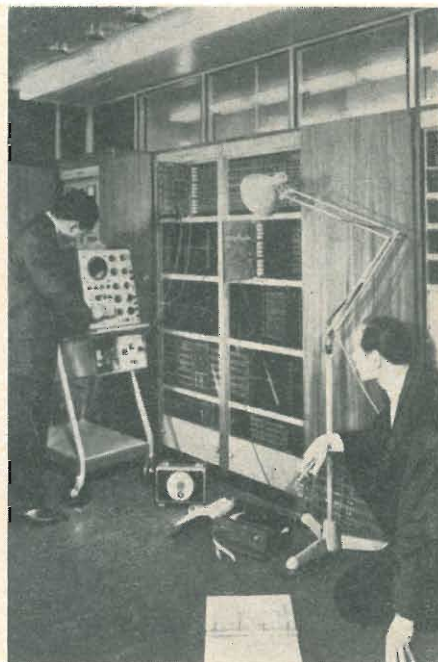
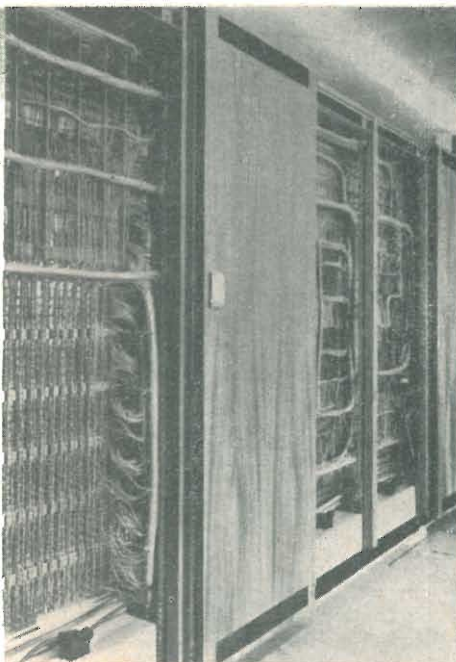
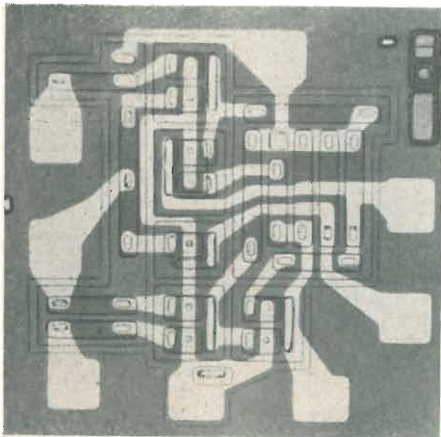
Bruch, *Sistemi di televisione a colori, Panorama dei sistemi NTSC, Secam e PAL,* l'antenna, gennaio e febbraio 1964, 1 e 2, pp. 2-11 e 49-61.

Das PAL-System (Eine dritte Farbfernseh-variante für Europa), Radio Mentor, Mai 1963, p. 355.

PAL = Phase Alternation Line, Funkschau, Aug. 1963, Heft 15, pp. 1007-1009.
Farbfernschsystem, Radio Mentor, Aug. 1963, Heft 8, pp. 674-675.
Minkon, *Europe's color-TV competition gets a new entry from Germany,* Electronics, Aug. 2, 1963, pp. 22-23.
Cox, *PAL,* Wireless World, Dec. 1963, pp. 584-586.
Norme provvisorie relative alle trasmissioni sperimentali secondo i sistemi compatibili di televisione a colori NTSC, Secam e PAL. Note recensioni e notizie, vol. XIII, supplemento al n. 1, Istituto Superiore poste e telecomunicazioni, gennaio - febbraio 1964. pp. 44-51.

Recentemente è entrato in funzione il nuovo centro di calcolo scientifico dell'Università Tecnica di Delft (Olanda). L'elemento più importante di questa moderna installazione è il grande calcolatore digitale mod. TR 4 realizzato dalla TELEFUNKEN. Questo calcolatore permette di risolvere in un secondo 150.000 problemi logici o semplici problemi di calcolo, in cifra tonda. Si tratta di uno dei più rapidi ed efficienti complessi di calcolo elettronici attualmente disponibili sul mercato mondiale. I difficili problemi di calcolo vengono risolti in una stanza dalle pareti completamente rivestite di vetro (*di fianco*).

I programmi e i dati sono registrati su nastro perforato per mezzo di telescriventi e quindi passati al calcolatore per l'elaborazione (*di fianco*). Il calcolatore TR 4 non verrà utilizzato dall'Università di Delft soltanto per risolvere problemi di calcolo propriamenti detti; si prevede di collegare l'apparecchio, tramite canali di comunicazione, a posti di rilevamento installati nei laboratori dell'Università. In tal modo, i valori di misura ottenuti potranno passare immediatamente al calcolatore per la loro valutazione, ciò che permetterà di disporre di già dell'analisi di questi valori appena terminato l'esperimento corrispondente. Il nuovo calcolatore TELEFUNKEN può svolgere contemporaneamente fino a 8 diversi programmi.

Il sistema nervoso dei grandi complessi calcolatori non passa soltanto attraverso tronconi di cavo dello spessore di un braccio e più alti di un uomo (*di fianco*): diverse centinaia di transistori e di diodi subminiaturizzati fissati su piastre a circuiti stampati costituiscono il centro nervoso di questo moderno « pensatore automatico ». Con un circuito di calcolo per l'elaborazione in parallelo di 48 bit d'informazione e una frequenza di ripetizione di 2 MHz, il modello TR 4 TELEFUNKEN figura tra i « grandi » calcolatori. L'apparecchio installato a Delft ha solo due canali per l'entrata e l'uscita dei dati. Benché questi due canali permettano di trattare insieme 16 memorie a nastro, il complesso calcolatore non dispone per il momento che di quattro unità a nastro magnetico, di due lettori di nastro perforato e di due perforatori di nastro. Non dispone quindi di apparecchi a schede perforate né di stampatrice rapida. La memoria di lavoro a nucleo anulare, prevista per 8.192 dati, può essere allargata fino a 28.672 dati. Questi apparecchi supplementari potrebbero venire incorporati con relativa facilità nel momento in cui si raggiungesse il limite della capacità attuale.

Il futuro dell'elettronica è documentato in questa foto con drammatica evidenza. I dieci elementi micrologici della SGS, posti per confronto di dimensioni sopra una moneta da 500 lire, comprendono 61 transistori al silicio e 88 resistenze. Lo stesso numero di componenti basterebbe per costruire i circuiti di una diecina di radioricevitori transistorizzati. Nella foto sotto, un elemento micrologico fortemente ingrandito.

I microcircuiti aprono nuove prospettive per l'elettronica

La comparsa e il successo del transistore hanno prodotto, da dieci anni a questa parte, una profonda trasformazione in tutti i settori dell'elettronica. Il transistore non ha tuttora cessato di progredire, sia nei perfezionamenti produttivi, sia nella estensione dei campi di applicazione. Tuttavia la stessa tecnologia che ha portato il transistor alla sua attuale evoluzione, sta anche ponendo le basi del suo superamento, attraverso l'introduzione e lo sviluppo dei circuiti integrati.

Mediante il « processo planare », introdotto nel 1960 negli Stati Uniti dalla Fairchild Semiconductor, e poi in Europa dalla sua consociata, la Società Generale Semiconduttori di Agrate (Milano), è diventato possibile produrre transistori al silicio di alta qualità e di minime dimensioni. La fettina di silicio subisce una preliminare ossidazione, in un forno a 1200° C, che le assicura una assoluta protezione contro la contaminazione esterna e contro il decadimento delle caratteristiche elettriche. Attraverso ulteriori processi di mascheratura, di fotoincisione e di diffusione, sulla stessa fettina vengono poi formate contemporaneamente alcune centinaia di transistori perfettamente identici. In seguito, la fettina viene tagliata nelle singole unità e queste sono incapsulate nei rispettivi contenitori.

L'ulteriore passo avanti della tecnologia planare ha condotto ai circuiti integrati. Un microcircuito integrato è un intero circuito, con tutti i transistori, i diodi e le resistenze occorrenti — fino a venti componenti —, che viene formato mediante la tecnica planare su un'unica, compatta piastrina di silicio dell'area di circa 2 mm², poi racchiusa in un contenitore formato transistore. Una tale unità rimpiazza completamente il circuito, ed evita inoltre le interconnessioni a filo esterne fra i vari componenti (una delle maggiori cause di cedimenti dei circuiti). La maggior parte dei circuiti, per ogni applicazione, può essere integrata. La spinta oggi prevalente si esercita tuttavia verso l'integrazione dei circuiti logici, per le rivoluzionarie prospettive che essi aprono nella tecnica dei calcolatori.

La famiglia dei dieci microcircuiti o « Elementi Micrologici » della Società Generale Semiconduttori — corrispondenti ad altrettante funzioni logiche fondamentali, e reciprocamente compatibili — ,è nel suo insieme in grado di assolvere tutte le funzioni della sezione logica di un calcolatore digitale, senza l'ausilio di nessun altro componente separato.

Si ottengono così una estrema miniaturizzazione dell'apparecchiatura (il cui volume è riducibile a circa un decimo di quello possibile con le tecniche attuali), una richiesta di potenza notevolmente più bassa, e un fortissimo risparmio nel numero dei componenti (in un calcolatore per regolazione costruito recentemente negli Stati Uniti, il MARTAC 420, in ogni modulo logico 20 Elementi Micrologici compiono le funzioni di 120 transistori e 210 resistenze, più le relative interconnessioni a filo esterne).

Le trasformazioni che i circuiti integrati introdurranno nell'elettronica professionale durante i prossimi dieci anni si prevedono radicali. La miniaturizzazione dei componenti logici permetterà di costruire calcolatori più maneggevoli, mentre il loro elevato grado di affidamento garantirà ai calcolatori stessi una sicurezza di funzionamento assai più elevata (le prove di vita finore attuate sui Micrologici hanno registrato più di 5 milioni di ore-unità senza cedimenti). Nello stesso tempo, il costo dei calcolatori potrà sostanzialmente diminuire, perchè con lo sviluppo della produzione in serie e grazie ai perfezionamenti tecnologici, un circuito integrato completo costerà presto quanto un singolo transistore al silicio, mentre i costi di assemblaggio risultano già ora ridotti, e il lavoro di progetto logico radicalmente semplificato.

Del resto, alcune importanti relizzazioni sono già state attuate. Il MAGIC, un recentissimo calcolatore per guida inerziale per applicazioni missilistiche della A. C. Spark Plug, impiega migliaia di Micrologici nella sua sezione logica; lo stesso vale per il calcolatore costruito dalla Raytheon per l'installazione sul veicolo spaziale « Apollo »; solo grazie agli Elementi Micrologici SGS-Fairchild questo ultimo ha potuto corrispondere alle specifiche, che imponevano un volume inferiore a 0,03 m³ e un peso inferiore a 27 kg.

Sulla base di queste esperienze, la Società Generale Semiconduttori e la Fairchild — che sono in grado di produrre, oltre ai 10 elementi standard, anche circuiti integrati speciali su progetto dell'utente — prevedono un rapido sviluppo dei Micrologici e un impetuoso allargamento delle loro prospettive di applicazione. La tecnologia dei microcircuiti planari sembra infatti possedere un potenziale tuttora ben lungi dall'essere compiutamente esplorato. *(s.g.s.)*

Cinescopio rettangolare da 21 pollici per TV a colori

Un nuovo cinescopio rettangolare da 21 pollici è stato realizzato dalla National Video Corporation per i televisori a colori dopo due anni di ricerche e con una spesa valutata ad almeno 5 milioni di dollari (3.100 milioni di lire).

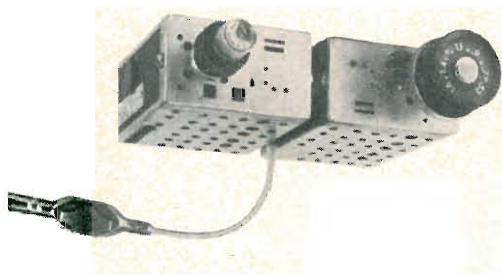
Il tubo elettrico è intercambiabile con quello circolare realizzato sin dal 1954 per la televisione a colori dalla Radio Corporation of America. Questa, dal canto suo, sta studiando un cinescopio da 25 pollici adatto ai televisori che ricevono i programmi a colori.

Come è noto, la televisione a colori fece timidamente la sua comparsa negli Stati

Uniti una decina di anni or sono. Di fronte alla tiepida accoglienza del pubblico e alle enormi spese necessarie per la costruzione e la gestione delle stazioni trasmittenti e l'allestimento dei programmi, quasi tutti i fabbricanti di televisori a colori si ritirarono dal mercato. Da un paio d'anni l'andamento è quanto mai promettente. L'anno scorso si calcola che siano stati venduti 530 mila televisori a colori, e che gli Stati Uniti abbiano raggiunto il traguardo dei due milioni di apparecchi in funzione contro 56 milioni e mezzo di apparecchi per programmi in bianco e nero. *(u.s.)*

È Autovox l'autoradio della FIAT 850

Nella lotta ingaggiata dai costruttori d'automobili per utilizzare al massimo lo spazio interno delle vetture, l'autoradio non sempre trova un ricettacolo di forma e dimensioni adatte. Un apparecchio radio, in tempi di transistor, non richiede molto spazio, ma è chiaro che l'autoradio non potrà mai raggiungere le dimensioni minime che caratterizzano le radioline ultraportatili. A questi apparecchi si richiedono infatti requisiti ben diversi da quelli richiesti alle radio minime, come solidità, resistenza agli urti, alle vibrazioni, agli estremi di temperatura, capacità di captare emittenti poste lontano e, infine, una potenza di uscita indistorta sufficiente a trionfare dei mille rumori dovuti alla strada e alla corsa. Le limitazioni imposte dalla precedenza da assegnare agli strumenti e agli impianti di bordo comportano non lievi difficoltà per sistemare l'apparecchio secondo criteri di estetica, funzionalità e semplicità. Le autoradio della nuova serie « Bikini » dell'AUTOVOX presentano un'originale soluzione di questo problema perché gli apparecchi sono divisi in due elementi che possono essere montati in modi diversi (affiancati, sovrapposti, uno di coltello e l'altro di piatto, con quattro configurazioni fondamentali di montaggio e molte variazioni su questi temi). La serie « Bikini », composta da vari modelli con diverse tensioni d'alimentazione e gamme d'onda, è caratterizzata anche dall'estrema compattezza degli apparecchi e dalla semplicità di manovra. Per esempio, la scala è incorporata nella stessa manopola di sintonia; l'accensione si comanda con la pressione del dito ed è indipendente dalla regolazione del volume, caratteristica che facilita il guidatore, impedendogli, con una manovra assai semplice, di distrarsi dalla guida. In tutti i circuiti sono impiegati i transistor, quindi appena premuto il pulsante inizia la ricezione. Particolare attenzione merita la selettività del « Bikini » che è stata oggetto di cure speciali per evitare interferenze e fischi, soprattutto nelle ricezioni notturne. A questo scopo gli apparecchi sono stati muniti di speciale filtro anti-interferenza.

Il modello «Bikini» è stato omologato dalla FIAT per la nuova « 850 » in cui è prevista — a richiesta — l'installazione in plancia dell'autoradio. Per il « Bikini » è stato predisposto un apposito alloggianento e l'autoradio si presenta sulla plancia con due originali manopole che si armonizzano con l'insieme estetico della strumentazione e sono in buona posizione per un'agevole manovra. *(av.)*

dott. ing. Giuseppe Baldan

Il tubo amplificatore speciale ECC8100 Siemens*

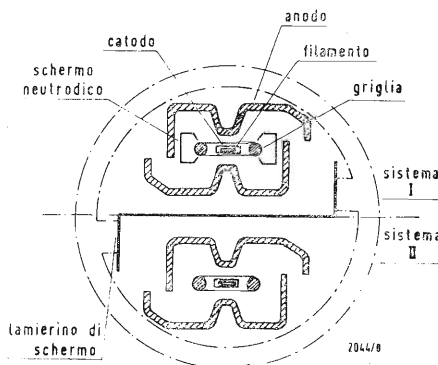
Il tubo amplificatore speciale ECC8100 della SIEMENS & HALSKE *è un doppio triodo VHF con schermo neutrodico nel primo sistema. Esso è particolarmente adatto per i circuiti cascode di amplificatori e convertitori di antenna. Questo tubo è adatto anche per amplificatori, oscillatori, moltiplicatori di frequenza, amplificatori a larga banda o a catena in alta frequenza. Le caratteristiche sono state studiate in modo da permettere l'impiego del tubo sia in circuiti di entrata sia in circuiti di uscita. Questo tubo si distingue soprattutto per l'alta pendenza e potenza in uscita e in particolar modo per la bassissima reazione all'indietro che molto spesso rende superflua la neutralizzazione.*

1. - CARATTERISTICHE

Il tubo ECC8100 per quanto riguarda la sua struttura ed il suo aspetto, assomiglia molto al tubo doppio E88CC. Anche le dimensioni esterne sono le stesse. Nella fig. 1 si può osservare una sezione trasversale del sistema elettrodico. Nel I sistema è stato inserito uno schermo neutrodico che scherma i supporti della griglia nei confronti dei lamierini anodici. Con ciò è stato possibile ridurre ad un terzo, cioè a 0,45 pF, la capacità di reazione all'indietro con catodo base C_{ga} rispetto al doppio triodo E88CC. Nella maggior parte dei casi si può quindi rinunciare alla neutralizzazione oppure si può adottare una neutralizzazione molto semplice e fissa. Con lo schermo neutrodico si aumenta necessariamente la capacità di uscita, a ciò si può però rimediare facilmente nel circuito esterno (circuiti di accoppiamento a π).

Si è dedicata una cura particolare allo studio dello zoccolo in quanto si dovevano soddisfare parecchie esigenze. Poiché si desiderava mantenere al minimo la capacità fra i piedini e rendere facile il cablaggio e la schermatura dello zoccolo si decise di conservare il sistema a nove piedini.

Il catodo del primo sistema venne portato a due piedini in modo da ridurre l'induttanza del collegamento. L'anodo e la griglia del I sistema furono tenuti fra loro molto lontani (fig. 2). Ciò al fine di ridurre la capacità di accoppiamento. Per ottenere una migliore schermatura la griglia del primo sistema è stata inserita fra i due piedini catodici, collegati a massa per l'A.F. Lo schermo neutrodico e lo schermo del sistema so-

* Rielaborato da: KNAUER, R. - SCHADE, H., Die Spezialrerstärker röhre ECC8100 Eigenschaften und Anwendungen, *Elektronik*, dicembre 1963, pag. 359.

F g. 1 - Sezione trasversale del tubo ECC 8100.

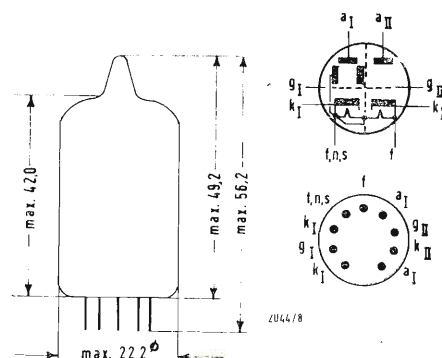



Fig. 2 - Dati meccanici del tubo ECC 8100.

no collegati al piedino 4 del filamento, che nel circuito dovrà quindi venire collegato con la massa. Delle prove sperimentali hanno dimostrato che il raggruppamento di questi tre elettrodi non ha alcuna influenza sulla caratteristica di amplificazione del tubo.

Uno schermo neutrodico in genere ha un effetto trascurabile sul fattore di rumore di un tubo a causa della ripartizione di corrente che ne risulta. Questo effetto ha potuto essere compensato nell'ECC8100 mediante una diminuzione del tempo di passaggio degli elettroni nello spazio catodo-griglia ed un aumento della densità di corrente catodica. In tal modo si ottengono gli stessi fattori di rumore del tubo E88CC. Naturalmente anche il nuovo tubo è provvisto di griglia tesa.

La diversa costituzione dei due sistemi comporta anche una diversa pendenza. La diminuzione della capacità griglia-anodo nel I sistema e l'introduzione dello schermo neutrodico rendono necessario un aumento sensibile della distanza anodo-griglia. La pendenza del sistema a catodo base è quindi inferiore a quella del sistema con griglia base (16 mA/V contro 20 mA/V). D'altra parte la minore reazione all'indietro dello stadio con griglia base permette una maggiore pendenza.

Un ruolo importante è stato giocato, durante lo sviluppo, dalla necessità di avere una maggiore potenza in uscita. Il rapporto è stato leggermente aumentato rispetto all'E88CC per avere una caratteristica più elevata. Con la maggiore pendenza, in particolare del secondo sistema, il tubo può essere comandato con tensioni maggiori. Con una corrente anodica di 25 mA ed una tensione anodica di 90 V (per sistema) si ottiene con questo tubo una potenza ad A.F. in uscita quasi doppia di quella ottenibile con il tubo E88CC. I maggiori valori della pendenza che si hanno in questo punto di lavoro danno origine anche ad una maggiore amplificazione di potenza.

A ciò contribuisce anche la relativamente alta resistenza in entrata del sistema a catodo base. Questo sistema è adottabile perché i catodi sono separati. La resistenza in entrata a 200 MHz, misurata su circuiti montati, è risultata, anche nel funzionamento a 25 mA, compresa fra 600 e 700 Ω, quindi decisamente superiore a quella dell'E88CC. Per potere impiegare convenientemente il tubo anche nei circuiti in entrata è stato definito anche un punto di lavoro con minore corrente anodica (15 mA). I dati di funzionamento dei due casi sono riassunti nella Tabella I.

Il tubo ECC8100 fa parte del programma dei tubi speciali della SIEMENS soprattutto per la sua lunga durata (> 10.000 ore), l'alta sicurezza (p = 1,5‰ per ogni 1000 ore), le strette tolleranze, la resistenza agli urti ed il catodo speciale senza strato intermedio.

2. - IMPIEGO

Illustreremo l'impiego del nuovo tubo ECC8100 con due esempi tratti dalla tecnica delle antenne.

La fig. 3 mostra i circuiti di due amplificatori d'antenna per la III banda TV; la fig. 3a mostra l'esecuzione a canale unico, la 3b l'esecuzione a larga banda. Questi amplificatori si distinguono per la relativamente alta potenza in uscita,

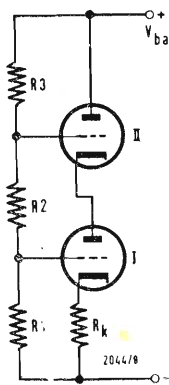
Tabella I. — Dati elettrici del tubo ECC8100.

Riscaldamento: $V_g = 6{,}3$ V; $I_g = 330$ mA.
Capacità (senza schermo esterno): $C_{g/knfs}\ I = 5{,}5$ pF; $C_{a/knfs}\ I = 4{,}0$ pF; $C_{a/g}\ I = 0{,}45$ pF; $C_{k/gnfs}\ II = 6{,}5$ pF; $C_{a/gnfs}\ II = 2{,}8$ pF; $C_{ak}\ II = 180$ mpF.

Dati caratteristici dei punti di lavoro

	I Sistema	II Sistema	I Sistema	II Sistema	
V_{ba}	100	100	100	100	V
V_{bg}	8,6	8,6	8,6	8,6	V
R_k	690	700	390	400	Ω
I_a	15	15	25	25	mA
S	12	15	16	20	mA/V
μ	30	30	30	30	
R_{eq}	300	250	250	200	Ω
R_e (200MHz)	0,8		0,6		kΩ[1]
F	5	5	4,6	4,6	dB[2]

Dati di funzionamento

Regolazione in circuito cascode				Dati limiti
V_{ba}	190	190	V	V_a max 250 V
R_k	700	400	Ω	Q_a max 2,5 W
R_1	10	10	kΩ	I_k max 40 mA
R_2	100	100	kΩ	I_{kp} max 400 mA
R_3	100	100	kΩ	R_g max 0,5 mΩ
I_a	15	25	mA	

1) Con i catodi collegati in parallelo.

2) Misurato a 200 MHz con circuito cascode.

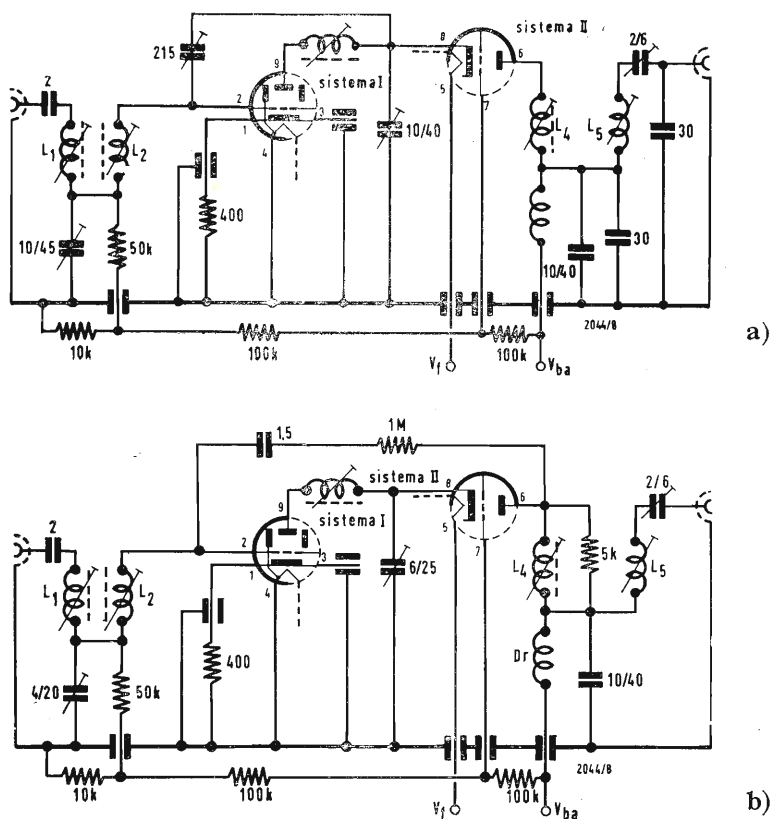



Fig. 3 - Amplificatore cascode per la banda III equipaggiato con il tubo ECC 8100. a) esecuzione a canale, b) esecuzione a larga banda.
Dimensionamento: L_1, L_2, L_3, L_4, L_5.
Amplificatore di canale: 5, 2, 3,5, 3, 4 spire.
Amplificatore di banda: 4 3 3,5, 4, 5, spire.
Diametro delle bobine 6 mm.
Filo da 1 mm. in rame argentato.
Bobina D_r 15 spire, 5 mm., filo 0,3 CuLS.
Materiale del nucleo, Siferite U17FK o ottone
Condensatori di passaggio 1,6 nF.

perciò sono particolarmente adatti per l'alimentazione anche di reti molto grandi. Essi sono inoltre particolarmente insensibili alle variazioni di temperatura ed alle intemperie atmosferiche. I due amplificatori sono costruiti secondo lo stesso principio, in particolare hanno ambedue il circuito cascode. Essi si distinguono solo per il dimensionamento ed il tipo di neutralizzazione. I dati di funzionamento si possono rilevare nella Tabella II. Facciamo osservare gli alti valori dell'amplificazione (30 e 23 dB). La reazione all'indietro è così bassa che l'autoeccitazione è sempre esclusa indipendentemente dal tipo di reattanze sulle quali vengono chiuse l'entrata e l'uscita. La corrente anodica è stata fissata in 25 mA per ottenere un'alta potenza in uscita. Essa può essere ridotta a 15 mA modificando semplicemente la resistenza catodica da 400 a 700 Ω.

3. - ENTRATA

Per adottare i 60 Ω del cavo all'entrata del sistema a catodo base (600 Ω a 200 MHz) si impiega un filtro di banda. Il lato a bassa resistenza del cavo viene trattato come circuito in serie, invece il lato a più alta resistenza lato tubo viene trattato come circuito in parallelo. Poiché il dimensionamento di questo filtro si discosta alquanto dalla prassi seguita normalmente per i filtri di banda, spesso utilizzati nella tecnica degli amplificatori di antenna, descriveremo nell'appendice i criteri speciali di calcolo impiegati. Con ciò sia il circuito di entrata che quello di uscita possono venire sovradimensionati.

Ambedue i circuiti vengono smorzati allo stesso modo. Per ottenere il migliore adattamento si raccomanda nell'amplificatore di canale di effettuare un accoppiamento piatto (F = 2). Nel caso dell'amplificatore a larga banda occorre invece mantenere un insellamento di circa 1 dB per ottenere una banda di passaggio sufficientemente larga. Nella Tabella III sono raccolti i dati considerati come base per il calcolo. La trasformazione di tensione da entrata a griglia vale

$$\sqrt{\frac{600}{60}} \cong 3$$

Per potere regolare comodamente il fattore di accoppiamento si è impiegato un accoppiamento di punto base capacitivo. Ciò porta a delle condizioni leggermente diverse da quelle di calcolo, la differenza non ha però alcuna rilevanza in pratica.

4. - USCITA

Anche in uscita si è usato un filtro di banda ad accoppiamento capacitivo. Contrariamente all'entrata il filtro in uscita ha però dei circuiti smorzati asimmetrici. I dati fondamentali per

il calcolo si possono vedere nella Tabella III. A tal proposito si deve osservare che la resistenza interna del circuito in cascata è notevolmente più alta di quella del sistema semplice. Essa viene inoltre ulteriormente aumentata dall'effetto di neutralizzazione della induttanza di griglia. Quindi per non rendere instabile il tubo si deve tenere il più corto possibile il collegamento della griglia del II sistema. In pratica si può tenere conto di una resistenza interna di circa 5 kΩ, comprensiva anche delle resistenze del circuito che si trova in parallelo. Nell'amplificatore a larga banda si deve collegare in parallelo una ulteriore resistenza da 5 kΩ al fine di ottenere la necessaria larghezza di banda.

L'adattamento in uscita è migliore dì 0,5 con l'amplificatore di canale e all'interno del canale di passaggio. Con l'amplificatore a larga banda l'adattamento è necessariamente peggiore.

La capacità in serie risultante dai calcoli sarebbe di 0,8 pF, quindi poco pratica. Perciò la resistenza a 60 Ω del cavo è stata trasformata, con il collegamento in parallelo di 20 pF, in una bassa resistenza in serie. Si arriva così ad una capacità in serie di circa 2 pF.

5. - CIRCUITO INTERMEDIO

Il circuito intermedio del tipo a π ha il compito di trasformare l'entrata a bassa resistenza dello stadio a griglia base nell'anodo dello stadio a catodo base. Il circuito e le notazioni adottate si possono vedere nella fig. 4. Nell'amplificatore a canale il dimensionamento viene scelto in modo da ottenere l'adattamento di potenza ($R_{aI} = R_{iI}$). Nell'amplificatore a larga banda lo stadio a catodo base deve essere accoppiato in modo più stretto al fine di ottenere una banda di passaggio più ampia. Ciò si ottiene diminuendo il valore della capacità C_2.

Per il dimensionamento valgono i seguenti valori indicativi: $R_1 = R_{iI} =$ 1,8 kΩ, $C_1 = C_{aI} =$ 6 pF, $R_2 = R_{eII} =$ 60 Ω. Come è stato dimostrato con delle misure, la resistenza in entrata dello stadio a griglia base R_{eII} nel campo dei 200 MHz è praticamente reale e pari a 60 Ω. Questo valore della resistenza è particolarmente utile per il montaggio pratico, perché il circuito può venire inizialmente separato nel catodo del secondo stadio e ambedue i sistemi possono essere tarati separatamente con i normali apparecchi di misura predisposti per i 60 Ω.

Tabella II. — Dati di funzionamento

	Amplificatore di canale	Amplificatore a larga banda	
Tensione di filamento	6,3	6,3	V
Tensione di esercizio	190	190	V
Corrente anodica	25	25	mA
Frequenza centrale	200	200	MHz
Amplificazione di potenza	30	23	dB
Larghezza di banda (1 dB)	6	45	MHz
Larghezza di banda (3 dB)	8	52	MHz
Insellamento	< 0,5	< 1	dB
Attenuazione all'indietro	43	37	dB
Rapporto d'onda stazionaria (entrata)	> 0,9	> 0,3	
Rapporto d'onda stazionaria (uscita)	> 0,5	> 0,2	
Numero di rumore	5	5,2	dB

Tabella III. — Valori di dimensionamento del filtro di banda in entrata ed in uscita

		Entrata		Uscita		
		Ampl. di canale	Ampl. di larga b.	Ampl. di canale	Ampl. di larga b.	
Resistenza in serie	R_1	60	60	60	60	Ω
Resistenza in parallelo	R_2	600	600	5 k	2,5 k	Ω
Capacità in serie	C_1	2	2	0,8	2,8	pF
Capacità in parallelo	C_2	9	9	5	5	pF
Insellamento	E	0	1	0,5	1	dB
Fattore di forma	F	2	3,6	3	3,6	
Larghezza di banda 1 dB	b_1	30	53	14	50	MHz
Fattore di accoppiamento	K	15	24	7	24	%
Rapporto di attenuazione	d_2/d_1	1	1	0,5	0,3	
Resistenza in entrata normale per la frequenza centrale	Z_e/R_1					
nel punto di picco	r_{eo}	1	2,6	2,3	4,1	
	r_{es}	—	1	0,5	,3	
Larghezza di banda	b_s	—	37	13	45	MHz

Fig. 4 - Schema di principio del circuito intermedio a π.

Le tensioni V_1 e V_2 della fig. 4 si comportano in risonanza come le corrispondenti reattanze capacitive fino a che sono valide le seguenti relazioni:

$$R_1 \gg \frac{1}{\omega C_1} \quad e \quad R_2 \gg \frac{1}{\omega C_2} \qquad (1)$$

Questo succede, come si può dimostrare, nel caso dell'amplificatore di canale. Allora C_2 si può determinare, se si vuole l'adattamento di potenza, in base alla seguente relazione:

$$\frac{C_2}{C_1} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \qquad (2)$$

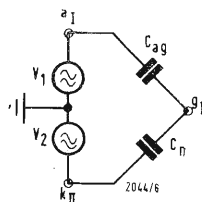
Con i valori dati si ottiene $C_2 = 33$ pF. Nell'amplificatore a larga banda il valore di C_2 deve essere ridotto fino a 5 — 10 pF.

6. - NEUTRALIZZAZIONE

Poiché C_{agI} vale solo 0,45 pF si potrebbero ottenere delle amplificazioni fino a 25 dB senza neutralizzazione. Con una sola capacità C_N inserita fra catodo R_{II} e griglia g_I (vedi fig. 3a) si aumenta talmente la stabilità del circuito che si può ottenere una amplificazione di 30 dB senza alcuna difficoltà. La taratura di C_N è poco critica. Non è nemmeno necessario ritoccarla se si vuole passare ad un altro canale della stessa banda. Dalla fig. 4 si può vedere che, fino a che la resistenza di carico R_2 è sufficientemente elevata, le tensioni V_2 e V_1 sono in controfase. Poiché V_2 è minore di V_1 per il fattore

$$\sqrt{\frac{1800}{60}} = 5{,}5$$

anche C_N deve essere 5,5 volte più grande di C_{agI}, cioè uguale a circa 2,5 pF. Nella fig. 5 sono messi in risalto i rapporti fra le tensioni V_1 e V_2 e le relative capacità.

Nell'amplificatore a larga banda, a causa dello sfasamento di 180° del circuito a π, non è possibile applicare una neutralizzazione di questo tipo. Tuttavia la minore amplificazione rende meno importante la neutralizzazione. Con delle prove è stato dimostrato che la reazione all'indietro residua si può compensare facilmente mediante un circuito *RC* ad alta resistenza fra anodo a_{II} e griglia g_I. I dati di tale circuito *RC* dipendono dal tipo di montaggio. Il modo più semplice per determinare una volta per sempre la combinazione ottima è quello di applicare una tensione vobbulata all'uscita dell'amplificatore e regolare il circuito fino ad ottenere un minimo all'entrata.

7. - AMPLIFICAZIONE

Consideriamo l'esempio dell'amplificatore di canale e determiniamo l'amplificazione teorica. Trascuriamo le perdite.

Per l'amplificazione massima di potenza (V_L) di uno stadio con catodo base vale la relazione:

$$V_{Lmax}\,(KB) = \frac{1}{4}\, S\, \mu\, R_e \qquad (3)$$

Poiché $S_I = 16$ mA/V, $\mu_I = 30$ ed $R_{eI} = 600\ \Omega$ si ottiene per il primo sistema una amplificazione di 72 corrispondente a 18,6 dB.

Per il calcolo dell'amplificazione dello stadio a griglia base è necessario conoscere il valore della resistenza esterna R_a. R_a nelle corna della curva di passaggio è quasi reale ed ha un valore di circa 2,5 kΩ, come si potrebbe dimostrare.

Poiché l'amplificazione di potenza di uno stadio a griglia base è quasi uguale all'amplificazione di tensione di uno stadio a catodo base, si ha:

$$V_L\,(GB) \cong S\, \frac{R_a \cdot R_i}{R_a \cdot R_i} \qquad (4)$$

Con $S_{II} = 20$ mA/V, $R_{iII} = 1{,}5$ kΩ si ottiene una amplificazione di potenza del secondo sistema di 18,8, corrispondente a 12,7 dB. L'amplificazione teorica totale pari a 31,3 dB è in accordo con i valori ottenuti in pratica. Facciamo notare che con R_i si intende la resistenza interna del sistema triodo e non quella dello stadio cascode.

7.1. - Massima tensione ottenibile in uscita.

L'ampiezza della tensione disponibile in uscita dipende dalla distorsione ammissibile. Nel caso dell'amplificatore a larga banda le condizioni sono più critiche del caso dell'amplificatore di canale a causa del maggior numero di portanti. Per la misura della tensione in uscita si possono usare vari sistemi. Con una resistenza di uscita di 60 Ω si può contare nelle seguenti tensioni.

Fig. 5 - Schema a ponte per la neutralizzazione del sistema a catodo base.

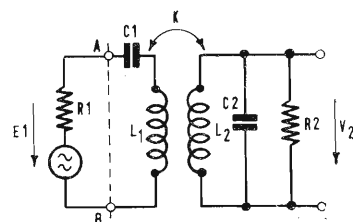



Fig. 6 - Schema base di un filtro di banda a circuiti serie parallelo.

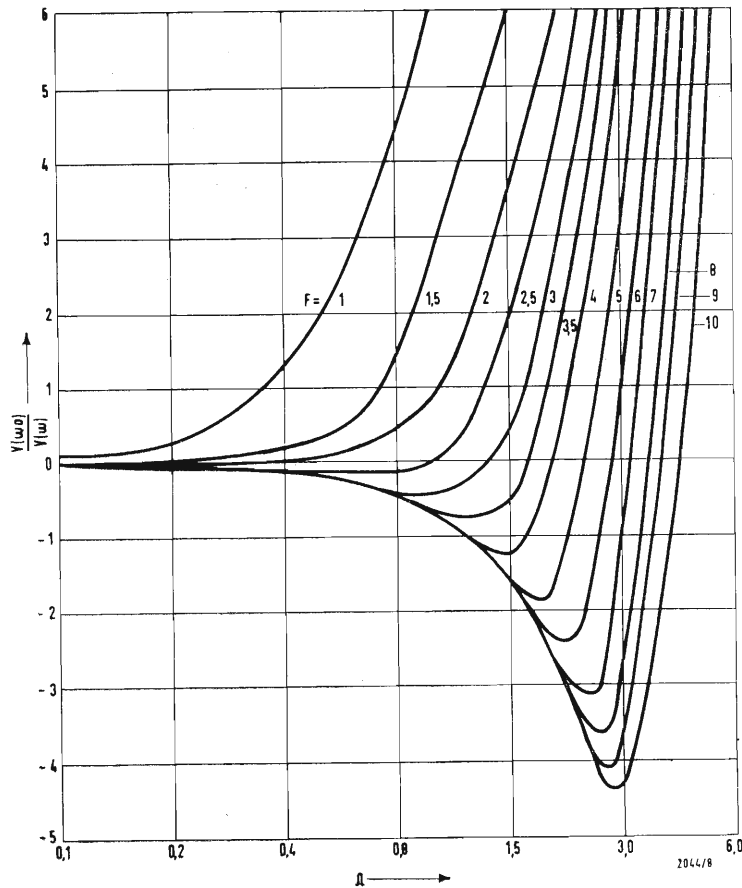



Fig. 7 - Curve di passaggio di un filtro di banda per vari valori del fattore di forma.

Criteri per la definizione del limite	Tensione in uscita per amplificatore di canale secondo fig. 3*a*	Amplificatore a larga banda secondo fig. 3*b*
Compressione 30% degli impulsi sincron.	6 V (*)	—
Distanza di intermodulazione 60 dB ...	—	0,5 V (**)
Distanza di intermodulazione 26 dB ...	5 V (**)	—

(*) Valore effettivo del livello degli impulsi di sincronismo.
(**) Tensione media.

8. - APPENDICE.

8.1. - Calcolo del filtro di banda.

Come base si considera il circuito della fig. 6. Un generatore a bassa resistenza interna deve essere collegato ad una alta resistenza attraverso un filtro di banda in modo tale che all'interno di una banda minima prestabilita si abbia un buon adattamento di potenza. Per semplicità si considera un accoppiamento magnetico che poi dovrà essere trasformato in altre forme di accoppiamento.

Il circuito a bassa resistenza (indice 1) è in serie, quello ad alta è in parallelo (indice 2).

Si suppone inoltre che l'attenuazione del primo circuito venga provocata esclusivamente dalla resistenza della sorgente. R_1 corrisponde allora alla resistenza della sorgente (per esempio $Z_0 = 60\ \Omega$). I valori R_1, R_2, C_2 vengono considerati noti.

8.2. - Procedimento di calcolo.

Si sceglie dapprima nella fig. 7 un fattore di forma adatto F. Questo fattore fissa la forma della curva di passaggio. A valori di F crescenti (al di sopra di 2) corrispondono maggiori insellamenti,

Fig. 8 - Andamento teorico della resistenza in entrata normalizzata Z_0/R_1 misurata ai punti A e B della fig. 6.

Quanto più grosso è F tanto maggiore è la larghezza di banda ottenibile e tanto maggiori le oscillazioni della resistenza in entrata all'interno della banda di passaggio. Nella scelta di F si deve quindi tenere conto delle necessità di accoppiamento effettivamente esistenti.

Si raccomanda di iniziare il calcolo con un valore di F tale che ad esso corrisponda un insellamento ancora ammissibile. Se successivamente si nota che si può ben mantenere la larghezza di banda minima si può ritoccare il valore di F e quindi ottenere un migliore adattamento. Scendere al di sotto di $F = 2$ non è d'altra parte consigliabile, infatti con $F = 2$ si ha l'accoppiamento piatto, cioè con insellamento nullo.

Assieme ad F bisogna fissare anche il valore di Ω_g « valore limite normalizzato della banda.» Questo è quel valore dell'ascissa letto nella fig. 7 che si sceglie come limite di banda in relazione alla curva F scelta. Sarebbe bene scegliere una diminuzione sui fianchi di valore uguale all'insellamento (per esempio 1 dB).

Alcuni valori per F ed Ω_g sono raccolti nella Tabella 4.

Applicando le usuali formule della teoria dei filtri di banda ai circuiti in serie e parallelo si ottengono le seguenti relazioni che definiscono in modo approssimato i vari valori.

Attenuazione dei circuiti singoli:

$$d_1 = R_1\, \omega_0\, C_1 \qquad \text{(I)}$$

$$d_2 = \frac{1}{R_2\, \omega_0\, C_2} \qquad \text{(II)}$$

Attenuazione complessiva

$$D = \frac{d_1 + d_2}{2} \qquad \text{(III)}$$

Larghezza di banda fino al limite definito con Ω_g

$$b_g = D\, f_0\, \Omega_g \qquad \text{(IV)}$$

Fattore di accoppiamento

$$k = D \sqrt{F - \frac{d_1\, d_2}{D^2}} \qquad \text{(V)}$$

Con f_0 si deve intendere la frequenza centrale. Con le precedenti formule si possono determinare i valori di C_1, b_g e k, quindi si è ancora liberi su d_1. Si raccomanda allora di fare un primo tentativo con $d_1 = d_2 = D$. Se si trova che in tal modo non si può realizzare la larghezza minima necessaria si può aumentare il valore di d_1 fino a che ci si trova in accordo con l'adattamento trattato più sotto. Se in tal modo b_g rimanesse ancora troppo piccolo non resta che la possibilità di rendere R_2 a bassa resistenza, cioè di introdurre una attenuazione supplementare. Ciò comporta naturalmente una perdita di amplificazione.

Per le induttanze, i cui valori dipendono in parte dall'accoppiamento, si ottengono dei valori sufficientemente precisi con la formula:

$$L_n = \frac{1}{\omega_0^2\, C_n} \qquad n = 1{,}2 \qquad \text{(VI)}$$

In molti casi si desidera sapere qualcosa sull'andamento dell'adattamento all'interno della banda di passaggio. L'impedenza in entrata Z_e, misurata fra i punti A e B della fig. 6, ha, per tutti i valori di $F > 2\, d_2/D$ e larghezze di banda sufficientemente strette, l'andamento illustrato nella fig. 8. Per $F < 2\, d_2/D$ non si ha più la formazione del cappio. Per semplicità si è normalizzato $Z_e = R_e + j\, X_e$ su R_1; si è cioè posto

$$\frac{Z_e}{R_1} = Z_e = r_e + j\, x_e$$

La valutazione dell'andamento di Z_e all'interno della banda di passaggio è possibile se si considerano i punti di intersezione con l'asse reale. Per il punto r_{eo} (appartenente alla frequenza f_0) e per il punto di cappio (punto d'incrocio) r_{es} valgono le seguenti relazioni.

$$r_{eo} = \frac{D^2}{d_1\, d_2}\, F - 1 \qquad \text{(VII)}$$

$$r_{es} = \frac{d_2}{d_1}$$

Se le attenuazioni fra i circuiti non sono molto diverse, la relazione (VII) può essere scritta in forma semplificata $r_{eo} = F - 1$. Il campo del cappio è di solito il più importante all'interno della banda di passaggio ed in genere basta limitare l'osservazione a tale campo. Per un buon adattamento il cappio deve essere compreso in un circuito m possibilmente piccolo. Mediante tentativi è in genere possibile trovare rapidamente un buon compromesso fra larghezze di banda, insellamento ed adattamento. Una esatta ottimizzazione è invece difficile da ottenere e d'altronde non avrebbe alcuna importanza pratica. Per valutare quale parte della banda di passaggio è da correlare con il cappio possiamo dare il rapporto fra « larghezza di cappio » b_s e « larghezza di corna » b_H

$$\frac{q_s}{b_H} = \sqrt{\frac{F - 2\,\frac{d_2}{D}}{F - 2}} \qquad \text{(IX)}$$

La larghezza di banda in corrispondenza delle corna è una grandezza di riferimento significativa, perché la distanza delle corna può essere determinata sperimentalmente in modo semplice. Se $d_1 = d_2 = D$ si ha che b_s e b_H sono uguali. In genere nella banda di passaggio è però compresa una parte dei rami che si trovano a sinistra del punto di cappio. A

Tabella IV. — Alcuni valori caratteristici per il fattore di forma F e il limite di banda normalizzato Ωg

Forma della curva di passaggio	Fattore di forma F	Limite normalizzato Ωg per una larghezza di banda definita da		
		1 dB di caduta sui fianchi	3 dB di caduta sui fianchi	posizione dei picchi
Senza insellatura (accoppiamento piatto)	2	1,0	1,41	—
Insellamento 0,5 dB ..	3,0	1,56	1,95	1,0
Insellamento 1 dB ..	3,6	1,8	2,18	1,26
Insellamento 3 dB ...	6,8	—	3,1	2,19

Fig. 8 - Andamento teorico della resistenza in entrata normalizzata Z_o/R_1 misurata ai punti A e B della fig. 6.

Quanto più grosso è F tanto maggiore è la larghezza di banda ottenibile e tanto maggiori le oscillazioni della resistenza in entrata all'interno della banda di passaggio. Nella scelta di F si deve quindi tenere conto delle necessità di accoppiamento effettivamente esistenti.

Si raccomanda di iniziare il calcolo con un valore di F tale che ad esso corrisponda un insellamento ancora ammissibile. Se successivamente si nota che si può ben mantenere la larghezza di banda minima si può ritoccare il valore di F e quindi ottenere un migliore adattamento. Scendere al di sotto di $F = 2$ non è d'altra parte consigliabile, infatti con $F = 2$ si ha l'accoppiamento piatto, cioè con insellamento nullo.

Assieme ad F bisogna fissare anche il valore di Ω_g « valore limite normalizzato della banda.» Questo è quel valore dell'ascissa letto nella fig. 7 che si sceglie come limite di banda in relazione alla curva F scelta. Sarebbe bene scegliere una diminuzione sui fianchi di valore uguale all'insellamento (per esempio 1 dB).

Alcuni valori per F ed Ω_g sono raccolti nella Tabella 4.

Applicando le usuali formule della teoria dei filtri di banda ai circuiti in serie e parallelo si ottengono le seguenti relazioni che definiscono in modo approssimato i vari valori.

Attenuazione dei circuiti singoli:

$$d_1 = R_1 \, \omega_0 \, C_1 \qquad \text{(I)}$$

$$d_2 = \frac{1}{R_2 \, \omega_0 \, C_2} \qquad \text{(II)}$$

Attenuazione complessiva

$$D = \frac{d_1 + d_2}{2} \qquad \text{(III)}$$

Larghezza di banda fino al limite definito con Ω_g

$$b_g = D \, f_o \, \Omega_g \qquad \text{(IV)}$$

Fattore di accoppiamento

$$k = D \sqrt{F - \frac{d_1 \, d_2}{D^2}} \qquad \text{(V)}$$

Con f_o si deve intendere la frequenza centrale. Con le precedenti formule si possono determinare i valori di C_1, b_g e k, quindi si è ancora liberi su d_1. Si raccomanda allora di fare un primo tentativo con $d_1 = d_2 = D$. Se si trova che in tal modo non si può realizzare la larghezza minima necessaria si può aumentare il valore di d_1 fino a che ci si trova in accordo con l'adattamento trattato più sotto. Se in tal modo b_g rimanesse ancora troppo piccolo non resta che la possibilità di rendere R_2 a bassa resistenza, cioè di introdurre una attenuazione supplementare. Ciò comporta naturalmente una perdita di amplificazione.

Per le induttanze, i cui valori dipendono in parte dall'accoppiamento, si ottengono dei valori sufficientemente precisi con la formula:

$$L_n = \frac{1}{\omega_0^2 \, C_n} \qquad n = 1,2 \qquad \text{(VI)}$$

In molti casi si desidera sapere qualcosa sull'andamento dell'adattamento all'interno della banda di passaggio. L'impedenza in entrata Z_e, misurata fra i punti A e B della fig. 6, ha, per tutti i valori di $F > 2\, d_2/D$ e larghezze di banda sufficientemente strette, l'andamento illustrato nella fig. 8. Per $F < 2\, d_2/D$ non si ha più la formazione del cappio. Per semplicità si è normalizzato $Z_e = R_e + j\, X_e$ su R_1; si è cioè posto

$$\frac{Z_e}{R_1} = Z_e = r_e + j\, x_e$$

La valutazione dell'andamento di Z_e all'interno della banda di passaggio è possibile se si considerano i punti di intersezione con l'asse reale. Per il punto r_{eo} (appartenente alla frequenza f_0) e per il punto di cappio (punto d'incrocio) r_{es} valgono le seguenti relazioni.

$$r_{eo} = \frac{D^2}{d_1 \, d_2} \, F - 1 \qquad \text{(VII)}$$

$$r_{es} = \frac{d_2}{d_1}$$

Se le attenuazioni fra i circuiti non sono molto diverse, la relazione (VII) può essere scritta in forma semplificata $r_{eo} = F - 1$. Il campo del cappio è di solito il più importante all'interno della banda di passaggio ed in genere basta limitare l'osservazione a tale campo. Per un buon adattamento il cappio deve essere compreso in un circuito m possibilmente piccolo. Mediante tentativi è in genere possibile trovare rapidamente un buon compromesso fra larghezze di banda, insellamento ed adattamento. Una esatta ottimizzazione è invece difficile da ottenere e d'altronde non avrebbe alcuna importanza pratica. Per valutare quale parte della banda di passaggio è da correlare con il cappio possiamo dare il rapporto fra « larghezza di cappio » b_s e « larghezza di corna » b_H

$$\frac{q_s}{b_H} = \sqrt{\frac{F - 2\,\frac{d_2}{D}}{F - 2}} \qquad \text{(IX)}$$

La larghezza di banda in corrispondenza delle corna è una grandezza di riferimento significativa, perché la distanza delle corna può essere determinata sperimentalmente in modo semplice. Se $d_1 = d_2 = D$ si ha che b_s e b_H sono uguali. In genere nella banda di passaggio è però compresa una parte dei rami che si trovano a sinistra del punto di cappio. A

Tabella IV. — Alcuni valori caratteristici per il fattore di forma F e il limite di banda normalizzato Ωg

Forma della curva di passaggio	Fattore di forma F	Limite normalizzato Ωg per una larghezza di banda definita da		
		1 dB di caduta sui fianchi	3 dB di caduta sui fianchi	posizione dei picchi
Senza insellatura (accoppiamento piatto)	2	1,0	1,41	—
Insellamento 0,5 dB ..	3,0	1,56	1,95	1,0
Insellamento 1 dB ..	3,6	1,8	2,18	1,26
Insellamento 3 dB ...	6,8	—	3,1	2,19

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Irradio 19C305 19EU45 - 23AC34 - 23C304 - 23EU44

I RICEVITORI per televisione modello 19C305, 19EU45, 23AC34, 23C304, 23EU44 (rispettivamente dai telai n. 13.317, 40.243, 94.199 e 5.995) sono costruiti dalla società IRRADIO.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Impedenza di entrata d'antenna a 300 Ω. Qualora il televisore debba essere collegato ad una linea a 60 o 75 Ω, occorre usare un adattatore di impedenza. *Media frequenza*: portante video 45,75 MHz, portante audio 40,25 MHz. Cinescopio con angolo di deflessione a 110°. Alimentazione a 220 V, potenza assorbita 160 W (215 VA). Potenza audio 3,5 W.

2. - VALVOLE E RELATIVE FUNZIONI

V_1 = PCC189, doppio triodo-amplificatore radio frequenza, circuito cascode; V_2 = PCF80, triodo-pentodo-oscillatore convertitore; V_3 = EF183, pentodo-amplificatore media frequenza video; V_4 = EF183, pentodo-amplificatore media frequenza video; V_5 = EF184, pentodo-amplificatore media frequenza video; V_6 = EAA91, doppio diodo-CAS e rivelatore video; V_7 = PCL84, triodo pentodo-amplificatore sincronismi e finale video; V_8 = PCF80, triodo pentodo-linearità verticale e limitatore del suono; V_9 = PCL 86, triodo-preamplificatore e finale suono; V_{10} = PCF80, triodo pentodo-limitatore e separatore dei sincronismi; V_{11} = PCL85, triodo pentodo-oscillatore bloccato e uscita quadro; V_{12} = PCF80, triodo pentodo-controllo di frequenza e oscillatore orizzontale; V_{13} = PL36, pentodo-amplificatore finale di riga; V_{14} = PY81, diodo-ricuperatore (damper); V_{15} = DY87, diodo-rettificatore EAT; V_{16} = PC86, triodo amplificatore UHF; V_{17} = PC86, triodo-mescolatore UHF. AW47-91, oppure AW 59-91 cinescopio.

Fig. 1 - Sistema di iniezione del segnale RF.

3. - TARATURA

3.1. - Taratura della media frequenza video

Dovendo procedere alla taratura della media frequenza video, occorre applicare una tensione negativa di — 4,5 V al punto contrassegnato sullo schema elettrico con il n. 8. Il positivo di tale tensione deve essere collegato al telaio. L'oscilloscopio dovrà essere collegato, tramite una resistenza da 47.000 Ω al punto contrassegnato sullo schema dal n. 6. Se i segnali del marker vengono sovrapposti alla curva, al punto 6 si collegherà il cavo di ingresso del marker mentre l'oscilloscopio si collegherà agli appositi morsetti del marker stesso.

Fig. 2 - Curve osservabili durante le fasi di taratura secondo la tabella II.

Tabella di taratura N. 1

Operazione	Punto di collegamento Wobbulatore	Frequenza Marcatore	Circuito da regolare	Curva fig. 2	Note
1	punto 5 sullo schema	43,30 Mc 40,25 Mc	nucleo inferiore G 1286 nucleo superiore G 1286	A	Per le operazioni dal n. 1 al n. 4 passare in posizione VHF. Disporre il tamburo sul canale C. Collegare il wobbulatore, regolato per la gamma 35-50 Mc, tramite un condensatore da 500 pF sui punti indicati.
2	punto 4 sullo schema	41,90 Mc	nucleo G 922	B	
3	punto 3 sullo schema	45,10 Mc	nucleo G 921	C	
4	Togliere il coperchio del gruppo VHF e collegare il generatore al punto A indicato nello schema.	43,30 Mc	Svitare il nucleo di G1280 per minima induttanza e regolare il nucleo di G923 sino ad avere una punta su 43,30 Mc.	D	Per la operazione 5 passare in posizione UHF. Collegare il Wobbulatore tra un anello disposto sulla valvola V17 a massa.
		42,25 Mc 44,90 Mc 45,75 Mc	regolare il nucleo di G923 per ottenere la curva	E	In ogni caso regolare l'uscita del Wobbulatore in modo da mantenere una uscita costante di 1,5 Vpp sul punto segnato 6 sullo schema.
5	Togliere lo schermo e disporre sul bulbo della valvola V17 una fascia metallica sulla quale va eseguito il collegamento. (Fig. 1)	42 Mc 45,10 Mc 45,75 Mc	nucleo L1 posto sul gruppo UHF per ottenere la curva.	F	

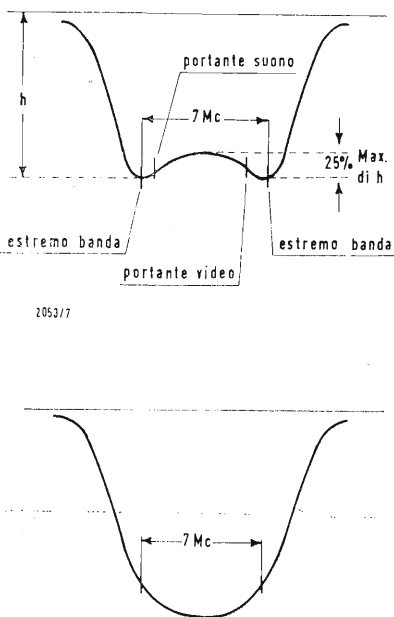



Fig. 3 - Curve limite per la taratura dei canali VHF.

Qualora si faccia uso di un marker che moduli l'oscilloscopio (tipo UNA-EP 825) sull'asse *Z* quest'ultimo si collegherà, come è stato detto più sopra.

3.2. - Taratura dei circuiti relativi l'audio

Si dovrà fare uso di un generatore a quarzo 5,5 MHz, collegato al punto 7 dello schema elettrico. Qualora non si disponga di detto oscillatore, si farà uso di un marker sintonizzato su 46 MHz e introducendo la modulazione di questa portante, a 5,5 MHz, che è sempre controllata da un quarzo. Questo generatore si collegherà, in tal caso, al punto 3 dello schema anzichè al punto 7, come è previsto per il generatore a 5,5 MHz.
È necessario disporre pure di un Vm a valvola, oppure di un Vm ad alta impedenza, che sarà collegato secondo quanto indicato nella tabella II.

3.3. - Taratura dei canali VHF

Si dovrà disporre dei seguenti strumenti:
1) Wobbulatore per canali, il quale sarà collegato all'ingresso di antenna, punto 1 dello schema, tramite un adattatore da 300 Ω.
2) Oscilloscopio, collegato al punto 2 dello schema, sul sintonizzatore.
3) È necessario applicare una tensione di polarizzazione negativa di — 1,5 V al punto 8 dello schema elettrico, tenendo il regolatore di sensibilità al minimo. Il + 1,5 V dovrà far capo al telaio.
Procedura per la taratura:
La taratura del passo banda di ogni canale dovrà essere iniziata disponendo in parallelo alla bobina di antenna una resistenza da 470 Ω.
1) Svitare il nucleo dell'oscillatore per la massima induttanza.
2) Tarare il circuito di antenna dopo aver tolto la suddetta resistenza. Le curve dovranno essere comprese tra i limiti indicati nelle curve *G* e *H* (fig. 3).

3.4. - Taratura dell'oscillatore VHF

1) Collegare l'oscilloscopio, tramite una resistenza da 47.000 Ω al punto 6.
2) Collegare il wobbulatore all'ingresso di antenna VHF (punto 1), con adattatore da 300 Ω.
3) Applicare una tensione di — 4,5 V al punto 8 con regolatore di sensibilità al minimo. Il positivo di tale tensione sarà collegato al telaio.
4) Regolare il nucleo della bobina oscillatrice fino a portare la curva sulla frequenza del canale.

3.5. - Taratura dell'oscillatore di riga

1) Collegare il voltmetro ad alta impedenza tra il punto 11 dello schema elettrico e la massa.

2) Sintonizzare il ricevitore sulla trasmissione TV (possibilmente durante la emissione del monoscopio).
3) Regolare il comando della bobina G986 sporgente posteriormente dal telaio, fino a che il voltmetro segni zero. La posizione corretta è quella che provoca, per piccoli spostamenti del nucleo intorno al punto di taratura, un brusco spostamento in un senso o nell'altro, della lancetta del voltmetro, attorno allo zero.

4. - CURVE OSCILLOGRAFICHE

I punti ai quali si riferiscono le curve oscillografiche sono indicati sullo schema elettrico mediante frecce contraddistinte con gli stessi segni che sono visibili sotto ogni curva. Dette curve sono riportate in figura 4.

5. - MISURA DELLE TENSIONI

Le tensioni devono essere misurate col Vm 20.000 Ω/V e quando in antenna è applicato un segnale.
Le tensioni relative le valvole di media e radio frequenza sono state misurate in assenza di segnale.
Le tensioni sottolineate, in corrente alternata, sono misurate con Vm da 1.000 Ω/V.

6. - SMONTAGGIO DEL TELAIO

Per togliere il telaio dal mobile è indi-

Tabella di taratura N. 2

OPERAZIONE	COLLEGAMENTO VOLTMETRO	LETTURA VOLTMETRO	CIRCUITO DA REGOLARE	NOTE
1	Polo – al punto 9 il + a massa	Per minima uscita	Trappola 5,5 Mc (G1264)	Spostare il condensatore ceramico da 2 pF che preleva il segnale 5,5 Mc, posto prima del circuito oscillante G 1264, a valle di detto circuito.
2	come sopra	Per massima lettura	Nucleo superiore di G 1306	Riportare il condensatore da 2 pF nuovamente a monte di G 1264.
3	come sopra	Per massima lettura	Nucleo inferiore del discriminatore G 1285	Per i punti 1-2-3 regolare il segnale del Generatore a basso livello onde evitare che la valvola limitatrice entri in funzione e non si osservi bene la regolazione del circuiti.
4	Polo - al punto 10 dello schema il + a a massa	Per lettura zero con brusca inversione ai due lati del punto di taratura.	Nucleo superiore del discriminatore G 1285	

Tabella di taratura N. 3

VALVOLE			TENSIONI AI PIEDINI (VOLT)								
SIMBOLO	TIPO	FUNZIONE	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V_1	PCC 189	Doppio triodo amplificatore RF in circuito cascode . .	200	105	105	62	69	105	1,7	0,25	
V_2	PCF 80	Triodo pentodo oscillatore convertitore	98	2,5	150	53	62	180			2
V_3	EF 183	Pentodo amplificatore MF video	1,15		1,15	69	75		180	115	0,9
V_4	EF 183	Pentodo amplificatore MF video	1,2		1,2	75	81		180	115	0,9
V_5	EF 184	Pentodo amplificatore MF video	2,2		2,2	81	88		180	175	
V_6	EAA 91	Doppio diodo CAS e rivelatore video.			23	29					
V_7	PCL 84	Triodo pentodo amplificatore sincronismi e finale video		205	1,8	88	105	135	2,54,5		
V_8	PCF 80	Triodo pentodo linearità verticale e limitatore suono .	25		52	122	130	52	0,6	0,45	
V_9	PCL 86	Triodo preamplificatore e finale suono			190	0	15	210	4		99
V_{10}	PCF 80	Triodo pentodo limitatore e separatore sincronismi . .	90		65	105	114	17		38	37
V_{11}	PCL 85	Triodo pentodo oscillatore bloccato e uscita quadro . .	290	40		53	35,5	210	180	16	
V_{12}	PCF 80	Triodo pentodo controllo frequenza e oscillatore oriz.	170	19	180	114	122	120		11	
V_{13}	PL 36	Pentodo amplificatore finale riga		130		170	55		155		
V_{14}	PY 81	Diodo ricuperatore (damper)				155	170				230
V_{15}	DY 87	Diodo rettificatore EAT									
V_{16}	PC 86	Triodo amplificatore UHF									
V_{17}	PC 86	Triodo mescolatore UHF									
	AW47-91										
		Cinescopio	29	20–	560	35–			130	3,5	
	AW59-91			110		700					

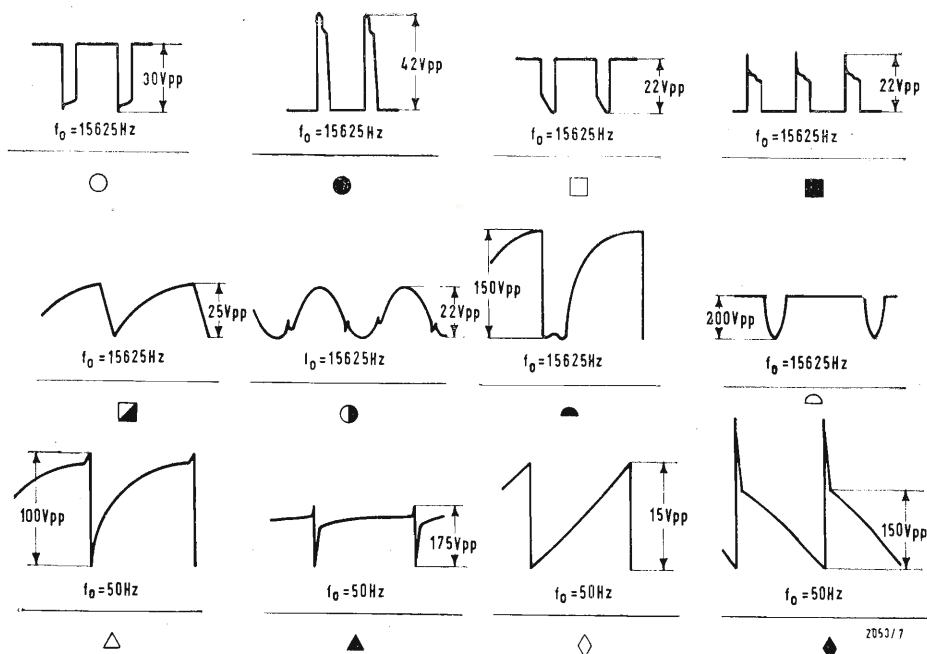



Fig. 4 - Forme d'onda nei punti principali del circuito elettrico.

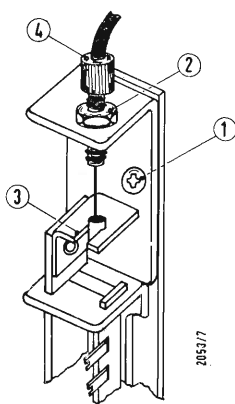



Fig. 5 - Particolare del fissaggio del telaio.

spensabile eseguire le seguenti operazioni:

1) Svitare le due viti con testa esagonale che fissano il telaio al mobile.

2) Togliere le manopole di commutazione canali e sintonia VHF tirandole verso l'esterno. La manopola di sintonia UHF deve essere tolta dopo aver allentato la vite di fissaggio.

3) Per rendere indipendente il *bauden* del telaio svitare la vite 1 e disimpegnare il filo della fessura 3. Quando si rimonta il complesso, se necessario, regolare la corsa del commutatore mediante la bussola filettata 4 sbloccando il dado 2 (fig. 5).

4) Togliere le spine dell'altoparlante, del giogo di deflessione, la ventosa e lo zoccolo del cinescopio, arretrare leggermente il telaio in modo da poter estrarre i due spinotti (colorati in giallo e nero) che collegano il telaio con le piastre dei comandi.

Dette norme valgono per televisori 19C305, dal telaio n. 88523, e 23AC34, dal telaio n. 93843.

Per gli altri tipi, per asportare il telaio si dovrà togliere le spine dell'altoparlante, del giogo di deflessione, la ventosa e lo zoccolo del cinescopio. Arretrare quindi il telaio in modo da poter estrarre i tre spinotti (colorati rispettivamente in giallo, marrone e nero) che collegano il telaio con la piastra dei comandi. *A*

Elaboratori elettronici impiegati nelle basi di lancio del volo spaziale umano

Le varie basi di lancio per il volo spaziale umano, amministrate dall'ente del governo degli Stati Uniti per le ricerche spaziali (NASA), avranno per la prima volta a disposizione elaboratori elettronici per collaborare con i controllori dei voli nell'impegnativo compito di tenere testa all'enorme massa di dati provenienti dalle capsule Gemini (con pilota) e Agena (senza pilota).

Il contratto, che è in corso di perfezionamento tra la Divisione Univac della Sperry Rand Corp. e la NASA, prevede la consegna entro il mese di luglio 1964 di undici elaboratori elettronici Univac Mod. 1218 alla rete di basi di lancio per il volo spaziale umano. La Sperry Rand si è aggiudicata tale importantissima fornitura in concorrenza con altre 5 case costruttrici.

Gli elaboratori Univac 1218 raccoglieranno automaticamente le comunicazioni spazio-terra e predisporranno i dati per le ulteriori elaborazioni da parte di elaboratori localizzati presso le due basi di Greenbelt, nel Maryland, e di Houston, nel Texas. In passato, durante i voli spaziali umani realizzati nel quadro del programma « Mercury », i controllori dei voli presso le basi di lancio selezionavano e raccoglievano manualmente tutti i dati significativi sui voli. I dati forniti dagli elaboratori verranno trasmessi al Centro di controllo e consentiranno ai controllori di selezionare ed esaminare determinati tipi di informazioni spaziali in « real time » (senza ritardo).

Gli elaboratori saranno dislocati presso le basi di Cape Canaveral (ora Cape Kennedy), delle Bermude, delle Canarie, di Corpus Christi (Texas), di Guaymas nel Messico, di Kauai nelle Hawai, di Carnarvon in Australia, di Wallops Island (Virginia) e di Greenbelt (Maryland), nonché sulle due unità navali adibite a basi di lancio per il volo spaziale « Roseknot Victory » e « Coastal Sentry ». *(i.s.)*

Regolatore di corrente per trasformatori di alimentazione di tubi a gas rari a catodo freddo con il principio del flusso variabile su un nucleo magnetico attraverso il movimento di un shunt.
(F.lli Ricci Ennio e Sergio Soc. di fatto) (34-IS-6927)

Reattore, serie autocompensato per lampade fluorescenti a bulbo.
(Savastano Giorgio e Perez De Vera Mario) (34-IS-2527)

Armatura per lampade fluorescenti a bulbo e reattore incorporato destinate all'illuminazione stradale e di grandi aree in genere.
(Tecnolux per. ind. Rinaldo Chierichetti) (34-IS-1327)

Dispositivo di raffreddamento per klystron.
(Telettra laboratori di telefonia elettronica e radio) (34-IS-9127)

Dispositivo di sostegno per fissare le parti di vetro o le cuffie ad armature di lampade ad incandescenza.
(Varacca e Locatelli Soc. p. A.) (34-IS-8027)

Attacco porta lampada in unico corpo per lampade specialmente per piccole luminarie.
(Gallo Aldo) (35-IS-7427)

Lampada a filamento multiplo munita di commutatore.
(Ghigini Rino) (35-IS-0027)

Lampada elettrica a fonti luminose abbaglianti ed anabbaglianti multiple munite di schermi separatori idonei a far emettere ai normali proiettori d'autoveicoli qualsiasi utile effetto luminoso e particolarmente indicata a facilitare l'incontro degli autoveicoli.
(Monforte Italo) (35-IS-5427)

Scarico per dispositivo raccoglitore di impurità nei recipienti di raddrizzatori di corrente elettrica.
(Aktiengesellschaft Brown Boveri cie.) 35-IS-1627)

Complesso raddrizzatore a semiconduttore.
(English Electric Valve Co. Ldt.) (35-IS-5927)

Dispositivo semiconduttore, particolarmente atto all'impiego come amplificatore di tensioni e di correnti elettriche.
(General Motors Corp.) (35-IS-6627)

Procedimento per la produzione di tellururo cadmico altamente chimico per l'impiego in dispositivi semiconduttori o fotosensibili.
(N. V. Philips Gloeilampenfabrieken) (35-IS-1227)

Procedimento per la dotazione del silicio per dispositivi semiconduttori quali raddrizzatori transistori e similari.
(Siemens Schuckertwerke Aktieng.) (35-IS-2027)

Procedimento per preparare una zona ad alta dotazione in corpi semiconduttori specie per raddrizzatori transistori e similari.
(Lo stesso) (35-IS-2427)

Procedimento per il trattamento superficiale di elementi semiconduttori muniti di più elettrodi e di almeno una zona di transizione P N e dispositivo per realizzare detto procedimento.
(Siemens Schuckertwerke Aktieng) (36-IS-9727)

Diodo commutatore con resa di emettitore dipendente dalla corrente e con tensione disruptiva variabile.
(Siemens und Halske Aktieng). (36-IS-6427)

Dispositivo elettrico atto a realizzare una capacità dipendente dalla tensione.
(Lo stesso) (36-IS-1427)

Procedimento per la produzione di griglie per piastre di accumulatori elettrici.
(Accumulatoren Fabrik Aktieng.) (36-IS-1027)

Elettrodi per accumulatori elettrici e procedimento per la loro produzione.
(Lo stesso) (36-IS-7627)

Perfezionamento negli elettrodi positiai di accumulatori del tipo piombo acido.
(Chloride Batteries Ltd.) (36-IS-1027)

Procedimento per la fabbricazione di elettrodi per accumulatori elettrici e prodotto ottenuto. (36-IS-9027)
(Electric Storage Battery Co.)

Procedimento per la fabbricazione di elettrodi per accumulatori elettrici e prodotto relativo.
(Lo stesso) (36-IS-9627)

Elettrodo di argento allo stato di schiuma e procedimento per la sua fabbricazione
(Lo stesso) (36-IS-9727)

Elettrodi per accumulatori elettrici e procedimento di fabbricazione renativo.
(Electric Storage Battery Co.) (37-IS-9827)

Procedimento e dispositivo di montaggio di accumulatori elettrici.
(Soc. des accumulateurs fixes et de traction) (37-IS-0527)

Sistema di chiusura a sfogo di gas per batterie di accumulatori elettrici e batteria adottante tale sistema di chiusura.
(Sonotone Corp.) (37-IS-7127)

Dispositivo autoregolatore per batteria specialmente per batteria argento zinco.
(Ulmer Louis) (37-IS-2527)

Elettrolito per pile a secco ricaricabile del tipo alcalino.
(Union Carbide Corp.) (37-IS-1427)

Perfezionamento nei soccorritori protettivi elettrici di massima corrente a tempo.
(English Electric Company Ltd.) (37-IS-4127)

Dispositivo a contatti sigillati o relé a pi greca.
(Fabbrica apparecchiature per comunicazioni elettriche standard Soc.) (37-IS-0427)

Incastellatura portante per televisori consentente la completa utilizzazione dello spazio interno dell'apparecchio e un migliore dimensionamento dell'apparecchio stesso.
(Favia e Tamburelli in nome coll.) 37-IS-4227)

Dispositivo meccanico per l'alloggiamento di apparecchiatura elettrica.
(Telemotor Soc. A.R.L.) (37-IS-9827)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI, PUO' RIVOLGERSI all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti* Ing. A. RACHELI e C.
Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 468914 - 486450

Luigi Cesone

Il rinforzo del suono nel teatro Ziegfield*

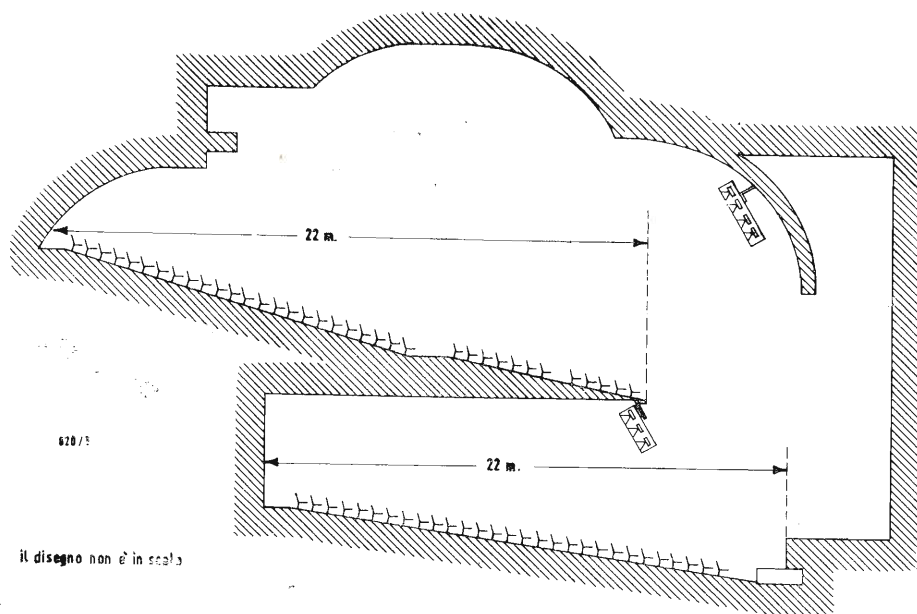



Fig. 1 - Sezione trasversale del teatro Ziegfield che illustra la dislocazione delle colonne di altoparlanti. Sebbene nel settore compreso sotto la balconata si noti un solo diffusore, essi sono in realtà due, ciascuno disposto alle estremità della balconata. Si osservi che il disegno riprodotto in figura non è in scala.

Nella sala di un teatro possono manifestarsi i fenomeni acustici più inattesi per cui i sistemi di rinforzo del suono devono essere abbastanza flessibili da soddisfare qualsiasi particolare esigenza.

Le considerazioni esposte nel seguito fanno riferimento alla risoluzione del problema articolato nei seguenti punti:
realizzare un impianto di rinforzo del suono all'interno del teatro Ziegfield, in grado di soddisfare alle necessità imposte dalla messa in scena di uno spettacolo di Maurice Chevalier previsto per il 28 gennaio 1963;
condurre a termine i lavori di trasformazione in un periodo massimo di 16 giorni lavorativi;
la volta di tipo parabolico del teatro richiedeva un progetto estremamente accurato dell'impianto che ottenesse il risultato di annullare qualsiasi fenomeno di eco ed ogni altro indesiderabile effetto acustico.
Condizione indispensabile: le decorazioni e l'architettura dell'ambiente non dovevano subire alcuna modifica.

1. - IL TEATRO ZIEGFIELD

Questo teatro, situato fra la sesta Avenue e la 54° Strada della città di New York, fu costruito dal famoso produttore americano di riviste Florenz Ziegfield nell'anno 1927 ed è attualmente utilizzato dal produttore Billy Rose. Si tratta in pratica di una vasta costruzione ovale a forma di cupola, larga circa 30 metri in totale e 22 metri dal proscenio al fondo della platea. (vedi fig. 1). Alla sommità di questa cupola, appoggiata come un cappello, vi è un'altra cupola più piccola. Nel punto di giunzione delle due cupole, nella parte posteriore della sala, vi è un vasto pannello trasparente di vetro, al di là del quale c'è l'ufficio di Mr. Rose. L'ultima fila di poltrone della balconata è situata proprio al di sotto di questo punto. La balconata si estende a gradinata per circa 2 metri e la prima fila di poltrone dista circa 10 metri dal limite del palcoscenico. La capacità di posti a sedere è di 856 in platea e di 722 nella balconata per un totale di 1578.

Le ampie e continue superfici curve delle pareti e del soffitto sono in gesso, rivestite con tappezzeria in carta. Il palcoscenico ha il pavimento di masonite temperata, mentre le sue pareti

(*) di GEORGE SCHIMMEL, tradotto da *Audio*, luglio 1963, pag. 21

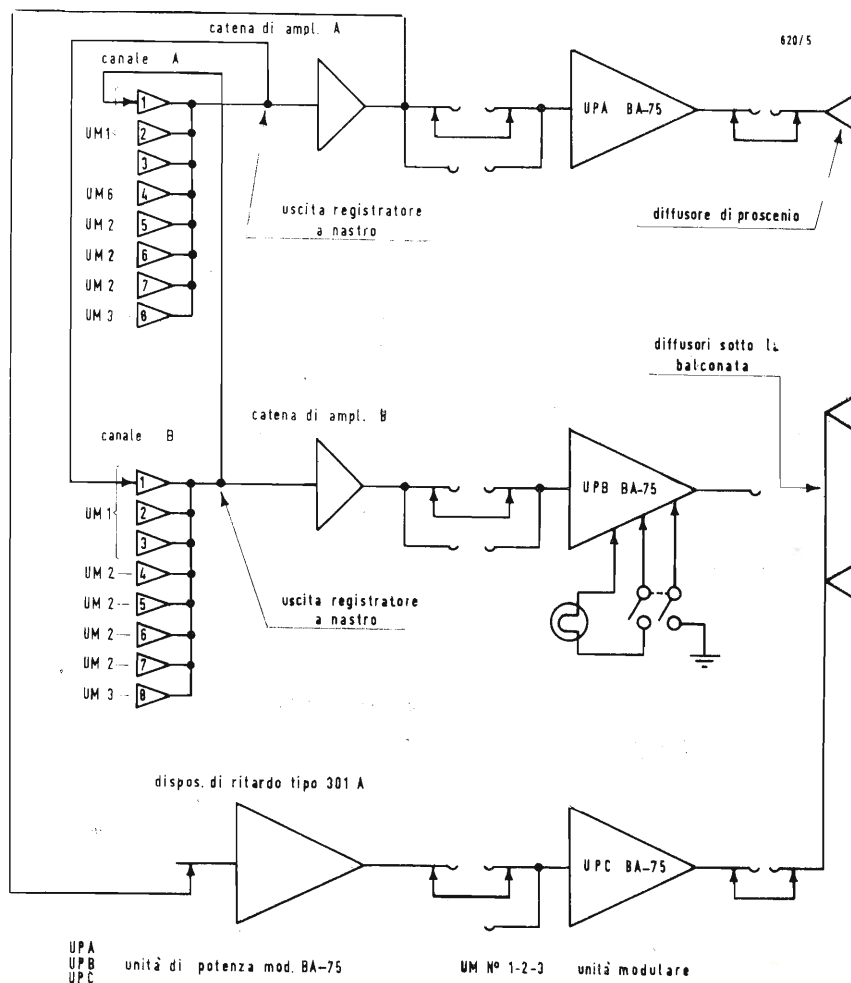



Fig. 2 - Schema a blocchi dell'intero impianto elettrico.

Fig. 3 - Il tecnico del suono presso le apparecchiature di amplificazione site in un locale a fianco del palcoscenico.

di fondo e laterali sono di mattoni intonacate di bianco. Sopra il palcoscenico, ad un'altezza di circa 22 metri, è ricavato uno spazio vuoto che contiene vari sipari ed i dispositivi per il movimento dei medesimi. Le poltrone sono imbottite e presentano un debole grado di assorbimento acustico; il pavimento della platea e della balconata è in legno. Le caratteristiche costruttive che abbiamo elencate contribuiscono fondamentalmente a realizzare delle condizioni ideali di comportamento acustico dell'ambiente. Per mantenere queste ultime, evitando in modo assoluto fenomeni di riverberazione, di eco e di reazione acustica, pur rinforzando la diffusione del suono, fu subito chiaro che occorreva procedere ad una scelta accurata delle posizioni in cui collocare gli altoparlanti dell'impianto di amplificazione.

2. - LA SCELTA DEGLI ALTOPARLANTI

Inizialmente si pensò di realizzare un impianto costituito da numerosi altoparlanti disposti in vari punti della sala ed alimentati a basso livello, ma successivamente si scartò tale soluzione per un certo numero di ragioni determinanti. Fra queste vi era il costo troppo elevato, il dover sacrificare del tempo prezioso per la posa in opera dei numerosi cavi di collegamento relativi a ciascun altoparlante e le difficoltà derivanti dal dover installare un grande numero di altoparlanti danneggiando il meno possibile le decorazioni.

Fu così data la preferenza all'impiego di altoparlanti ad alto livello raggruppati nello spazio compreso al di sopra dell'arco di proscenio, e sistemati in due diverse posizioni, a ciascun lato della sala, e ad una altezza sufficiente dall'orlo della balconata. Il montare gli altoparlanti in tale posizione fece però temere inizialmente la possibilità di un fenomeno di reazione acustica (effetto Larsen), dovuto alla particolare posizione del palcoscenico nei confronti dell'arco di proscenio.

La successiva ispezione della superficie curva immediatamente al di sopra dell'arco di proscenio rivelò una apertura quadrata alla sommità dell'arco, esattamente allineata con il centro del

teatro e parecchi metri lontano dal palcoscenico. Si ritenne che una colonna di altoparlanti sospesa esattamente in quel punto, avrebbe potuto servire, se non tutta, almeno la maggior parte della balconata ed anche le prime file della platea. Non più di due altoparlanti addizionali sarebbero stati necessari per le ultime file della balconata, mentre due piccoli diffusori a colonna sarebbero state più che sufficienti per la parte di platea compresa sotto la balconata (vedi fig. 1). Inoltre, la ridotta dispersione del suono in senso verticale, fondamentale caratteristica dei diffusori a colonna, avrebbe sostanzialmente attenuato le caratteristiche di riflessione del palcoscenico e dell'arco di proscenio, annullando così il pericolo della paventata reazione acustica. Procedendo con questo ordine di considerazioni, fu ad un certo punto chiaro che gli altoparlanti ausiliari posti sotto la balconata e nella parte posteriore della medesima avrebbero sollevato un duplice problema. Innanzi tutto il suono che raggiunge le ultime file della balconata proveniendo dagli altoparlanti del proscenio posti più di 30 metri lontano, avrebbe impiegato quasi un decimo di secondo per arrivare, mentre il medesimo suono proveniente però dagli altoparlanti ausiliari collocati nella balconata avrebbe raggiunto lo ascoltatore senza alcun ritardo. Tale differenza nel tempo di propagazione avrebbe potuto essere più che sufficiente per provocare una area di grave confusione e di eco, con conseguente perdita di intelligibilità. Tale fenomeno si sarebbe naturalmente manifestato anche nella porzione di platea compresa sotto la balconata ove una differenza di distanza di circa 20 metri avrebbe potuto causare un ritardo di tempo di quasi 50 millisecondi.

La seconda parte del problema sarebbe stata quella relativa alla distrazione causata dagli altoparlanti ausiliari nei confronti dello spettatore seduto vicino ad essi, poiché il suono che avrebbe dovuto provenire dal palcoscenico sarebbe invece praticamente arrivato dal fondo della sala. Questo fenomeno può provocare moltissimo fastidio ed assumere la stessa gravita sia per quella parte di platea compresa sotto la balconata sia per le ultime file della balconata medesima.

Fortunatamente una medesima soluzione consentì di risolvere entrambi gli aspetti del problema esposto. L'intelligibilità fu ristabilita applicando un opportuno ritardo di tempo al suono prodotto dagli altoparlanti ausiliari e con un ulteriore ritardo di tempo si ottenne l'illusione della sorgente sonora frontale.

Il dispositivo per l'attuazione del ritardo di tempo è costituito da un magnetofono con svolgimento continuo del nastro, dotato di due testine di riproduzione riferite alla medesima pista e montate in modo tale che sia possibile regolare la distanza fra queste ultime e quelle di registrazione. Ciò consente di ottenere due ritardi di tempo indipendenti e regolabili fra 25 e 180 millisecondi, equivalenti a differenze di distanza comprese fra 8 e 60 metri.

La velocità di avanzamento dell'anello di nastro è di 75 cm/sec, il responso di frequenza è compreso tra 60 e 15.000 Hz $\pm$ 2 dB, ed il rapporto segnale disturbo è di 50 dB. Questo apparecchio per il ritardo di tempo è costruito dalla Audio Instrument Co., ed è il modello 301 A.

Il problema successivo fu quello della scelta della colonna di altoparlanti. Al fine di garantire la migliore condizione di ascolto sia nelle prime file della platea e nelle ultime della balconata, sia nella parte principale della balconata, la scelta cadde su una colonna di tipo non rastremato. È noto che colonne di tipo rastremato riducono gli effetti dovuti ai lobi laterali ed anche la larghezza del fascio verticale. Nella maggior parte dei casi, un angolo verticale ridotto è senz'altro auspicabile come una efficace protezione contro la reazione acustica. Tuttavia nel caso attuale, una certà entità di diffusione verticale la si ritenne indispensabile per servire le prime file della platea. Si ritenne inoltre che favorire una certa dispersione in senso verticale avrebbe eliminata la necessità di altoparlanti ausiliari per raggiungere la sommità della balconata.

Il successivo esperimento di ridurre la larghezza del fascio verticale mediante rastremazione della colonna, per correggere un fenomeno di eco provocato dalla volta, indicò che le considerazioni precedentemente esposte erano pienamente valide. L'eco fu eliminato inclinando la colonna di circa 10 gradi.

Quanto abbiamo riferito non deve naturalmente intendersi come una presa di posizione contro la rastremazione delle colonne di altoparlanti. Le considerazioni esposte fanno riferimento ad una situazione specifica di impianto e ad esse non deve naturalmente essere attribuita una validità generale ed assoluta.

Il tipo di colonna prescelto per l'installazione nella parte superiore del proscenio era il modello AS 20 della Sound Columns Inc. Tale colonna è costituita da un allineamento di 6 altoparlanti magnetodinamici di 20 cm di diametro distanziati di 22,5 cm da centro a centro. L'insieme è contenuto in una cassetta di legno compensato delle dimensioni di cm. 130 × 27,5 × 20. Una sola unità AS 20 era in grado di fornire una amplificazione di buona qualità sufficiente per servire l'intera balconata e le prime file della platea, per un totale di circa 1000 posti a sedere.

Non si ritenne quindi necessaria l'installazione di altoparlanti sussidiari nella parte superiore della balconata. Per servire la porzione di sala compresa sotto la balconata si adottarono invece due colonne sonore modello AS 15 (fig. 5), ciascuna delle quali contiene quattro altoparlanti allineati del diametro di 20 cm. L'angolo di diffusione verticale di tali elementi è valuato di 30 gradi, mentre quello orizzontale è pari a 150 gradi. Gli altoparlanti sono racchiusi in una cassetta delle dimensioni di cm. 90 × 27,5 × 20. Due colonne del tipo testé descritto furono installate rispettivate ai due lati della platea, proprio sotto al punto nel quale il bordo della balconata si raccorda con le pareti laterali della sala. Associate con un opportuno ritardo di tempo, anche queste due unità diedero risultati assai soddisfacenti. L'entità della costante di ritardo con la quale i due diffusori venivano eccitati (pari a circa 60 millisecondi) fu determinata per via sperimentale.

3. - LE APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

Una delle maggiori difficoltà inerenti ad installazioni di questo tipo è la mancanza di nozioni precise, durante la realizzazione dell'impianto, delle eventuali necessità specifiche proprie dello spettacolo in generale e degli attori che ad esso partecipano. Anche il caso in oggetto non costituì una eccezione alla regola. Si ritenne che per lo spettacolo di Chevalier sarebbero stati necessari non più di tre microfoni, ma nessuno ne era ben certo, poiché non era stato reso noto di quali e quanti strumenti di accompagnamento sarebbe stata formata l'orchestra dell'attore francese.

Naturalmente, stando così le cose, si dovette dare la scelta ad apparecchiature che consentissero il maggior numero di adattamenti di impiego. Tale indispensabile flessibilità di impiego la si riscontrò appunto nel sistema di amplificazione ad unità modulari, Galaxy, della ditta Harman-Kardon. Il progetto costruttivo di queste apparecchiature risponde appunto alle esigenze di adattabilità proprie della situazione richiamata: numerose eventuali possibilità di impiego sono state previste e quindi attuabili mediante unità modulari di tipo « plug-in ». Considerando che un minimo di almeno tre ingressi microfonici sarebbe stato indispensabile e che il potersi garantire contro eventuali guasti delle apparecchiature consigliava l'abbinamento di due unità uguali, una delle quali adottabile in caso di emergenza, si procedette al montaggio in rack di due apparecchi di miscelazione modello PR-1. Tali unità contengono il modulo fondamentale N° 1 che è costituito da due canali con ingresso ad alto livello e da un canale con ingresso a basso livello. Associati a questa unità modulare sono tre trasformatori d'ingresso in esecu-

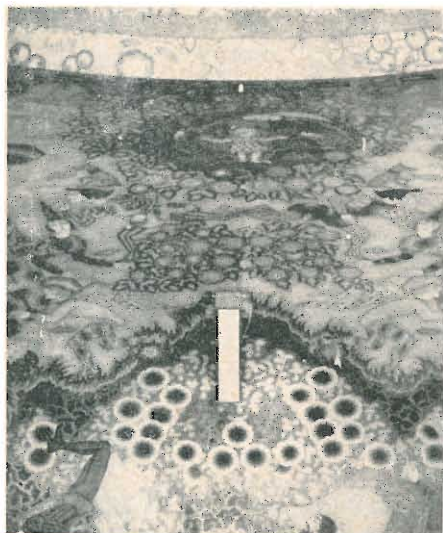



Fig. 4 - Aspetto della colonna di altoparlanti posta nel lato superiore del proscenio.

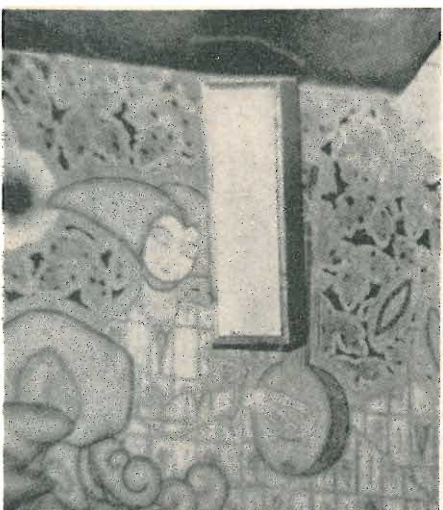



Fig. 5 - Come si presenta uno dei due diffusori posti al di sotto della balconata.

zione « plug-in » rispettivamente da 600, 50 e 250 ohm bilanciati. Fanno sempre parte del modulo N° 1 un amplificatore con uscita selezionabile su 600 Ω bilanciati o sbilanciati, oppure su 150 Ω sbilanciati ed un alimentatore stabilizzato realizzato con semiconduttori. Il pannello frontale contiene i seguenti comandi di regolazione: toni bassi, toni acuti, interdizione delle frequenze basse e volume principale. Non manca un misuratore di livello a quadrante illuminato ed una presa jack per le cuffie di controllo. Sul pannello posteriore trova posto un'uscita per il registratore, mentre sullo chassis è previsto lo spazio per cinque moduli addizionali, sempre « plug-in », che consentono di estendere le funzioni dell'apparecchio fino ad un massimo di otto canali controllabili separatamente. Sono disponibili sei moduli differenti. Il primo è quello principale ed è fornito come parte del miscelatore. Il secondo è costituito da una unità a ingressi multipli completa di comandi di regolazione e di preamplificatore per microfono sia ad alta che a bassa impedenza, per testina magnetica, o per fonorivelatore di tipo magnetico. Unità ausiliarie « plug-in » consentono l'equalizzazione sia secondo le norme RIAA o NAB. La terza unità è praticamente identica alla seconda con la differenza che i circuiti di equalizzazione fanno parte integrale dell'apparecchio e la selezione dei diversi tipi di ingressi è ottenuta mediante commutatore comandabile dal pannello frontale. La quarta unità modulare comprende un compressore/limitatore variabile per un solo canale; gli ingressi sono identici a quelli della seconda unità, ma vi è in più un ingresso ad alto livello. Il modulo N° 5 è costituito da una unità per i così detti interventi di « precedenza »; trattasi in altre parole di un apparecchio che consente di sovrapporre o addirittura di sostituire al programma normalmente diffuso messaggi di emergenza, segnali di tempo, ecc. Essa dispone degli ingressi e dei comandi identici a quelli della seconda unità. La sesta unità modulare è costituita da un dispositivo di limitazione che può agire su tutti i canali di amplificazione consentendo una attenuazione superiore ai 40 dB; ingressi e comandi sono identici a quelli del modulo N. 4. Tutte le unità modulari illustrate hanno i connettori per l'innesto dei microfoni sul retro dello chassis. Tali connettori, del tipo a tre contatti, dispongono tutti di un dispositivo di blocco meccanico per evitare disconnessioni accidentali del cavetto microfonico. Ciascuna unità è inoltre prevista per l'applicazione di un dispositivo di tipo « plug-in » per il telecontrollo del guadagno di un massimo di sei canali microfonici a basso livello, ed è dotata di interruttore di « stand-by ».

Per l'impianto di cui ci occupiamo (vedi figura 2), ai due miscelatori che abbiamo già citato, furono inizialmente aggiunte due unità modulari N. 2 ed una N. 3.

Su di un pannello dotato di prese jack e montato nella parte inferiore frontale del rack furono riportate le uscite bilanciate a 600 ohm.

Tre apparecchiature supplementari di amplificazione di potenza — Harman-Kardon modello BA-75 — furono installate nella parte inferiore del rack; la prima per pilotare il gruppo degli altoparlanti del proscenio, la seconda per pilotare, con opportuno ritardo di tempo, i due gruppi di altoparlanti laterali, ed infine la terza come unità di riserva.

Queste unità di potenza recano sul pannello frontale una presa jack per l'inserzione delle cuffie, il relativo comando di volume, ed una presa ad innesto per l'applicazione di uno strumento misuratore di livello o di un altoparlante di controllo. Essendosi provveduto al controllo dell'amplificatore collegato al gruppo di altoparlanti di proscenio mediante le cuffie, l'amplificatore collegato ai diffusori siti sotto la balconata fu controllato mediante strumento misuratore di livello. Si realizza così un controllo simultaneo di entrambe le uscite rispettivamente di tipo acustico e visuale.

Gli ingressi bilanciati a 600 Ω di questi due amplificatori furono raccordati alle uscite, sempre a 600 Ω, riportate sul pannello precedentemente citato. Tali unità amplificatrici furono entrambe regolate per fornire una potenza di uscita inferiore alla metà di quella massima disponibile.

Si ritenne infine opportuno telecomandare a distanza anche l'interruttore di « stand-by » abbinando ad esso anche una lampadina spia per meglio controllare la condizione di applicazione della tensione alle apparecchiature.

Tutto l'impianto fu completato venerdì 25 gennaio, mentre giungeva la voce che Chevalier sarebbe giunto in teatro nel primo pomeriggio di lunedì, per una breve prova. Contemporaneamenre fu reso noto che sarebbero stati necessari quattro microfoni addizionali del tipo a piedestallo. Essendosi già precedentemente provveduto ad installare tre moduli addizionali per ciascun miscelatore, gli ingressi microfonici sarebbero stati più che sufficienti per soddisfare a questa nuova esigenza. Poiché però, impiegando tutti gli ingressi microfonici disponibili, sarebbe venuta a mancare la possibilità di disporre di una unità miscelatrice di riserva, si ritenne opportuno provvedere ad aggiungere all'impianto una unità modalare N. 2. Inoltre per garantirsi contro eventuali effetti Larsen dovuti ai nuovi quattro microfoni non inizialmente previsti, si completò, in tempo utile, l'impianto con una unità modulare di attenuazione su tutti i canali di amplificazione. *A*

alta fedeltà

dott. ing. Antonio Turrini

Discussione dei circuiti del preamplificatore - correttore Quad - Acoustical*

In fig. 1 è rappresentata la versione stereofonica del preamplificatore Quad, nota con l'appellativo di « Quad 22 Control Unit », il cui schema (fig. 2) è stato ottenuto presso a poco per raddoppiamento dei circuiti del modello monofonico « Quad 2 » precedente. Vi troveremo i criteri di semplicità ed economia presenti nell'unità monofonica.
In ciascun canale un EF86 e un ECC83 (doppio triodo) costituiscono gli elementi amplificatori di uno stadio di correzione di riproduzione fonografica, o magnetofonica, completato da dolcissimi regolatori di tono e da un filtro passa basso a tre frequenze di taglio e a pendenza di attenuazione a regolazione continua (specialità questa del Quad Acoustical) per ridurre il disturbo uditivo delle distorsioni e dei rumori parassiti negli acuti, che riguardano tanto la riproduzione dei dischi fonografici, quanto le trasmissioni radiofoniche.

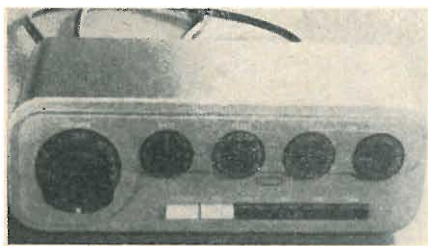



Fig. 1 - Il preamplificatore stereofonico Quad 22. Selettori a tasti, pulsanti semi incastrati comandati dalla barra, sono due caratteristiche dello stile Quad.

(*) da *Revue du Son*, N. 127 nov. 1963 pag. 486.

1. - STADIO CORRETTORE DI ENTRATA

Lo schema particolare è dato in fig. 3.

Un pentodo EF86 viene utilizzato con controreazione selettiva anodo-griglia, formula ora ben nota, ma realizzata nel Quad con l'aggiunta di uno scatolino esterno asportabile (su base standard di tubo), che permette di adattare nel modo migliore le sensibilità e le impedenze di entrata, in funzione della sorgente di modulazione (testina del fonorivelatore o testina magnetica di riproduzione). L'avvento della stereofonia à portato la moltiplicazione di questi contenitori adattatori, allo scopo di coprire tutte le eventualità. Così, per esempio sono previsti:

— Dodici adattatori per fonorivelatori dei quali:

a) tre puramente stereofonici (ascolto possibile di dischi monofonici per messa in parallelo dei due canali), aventi le rispettive seguenti sensibilità (per 15 W all'uscita dell'amplificatore di potenza Quad): 4, 10 e 300 mV e 68 kΩ, 68 kΩ e 1,5 MΩ di impedenze di entrata;

b) nove stereo e monofonici, per gli utenti, che ci tengono ad ascoltare i loro dischi monofonici con un fonorivelatore di concezione speciale per questo scopo (uguali sensibilità e impedenze di entrata del caso precedente; il che dà ben nove combinazioni possibili).

— Quattro adattatori per testine magnetiche stereofoniche (ascolto di nastri preregistrati), le sensibilità dei quali di 6 o 7 mV si adattano all'impedenza di entrata di 1,5 MΩ e la concezione delle caratteristiche *CCIR* a 19 e 38 cm/sec o *NAB* a 19 e 38 cm sec.

È pure previsto, ma senza correzione di lettura, un adattatore per sensibilità 70 mV con un'impedenza di entrata di 70 kΩ. Ciò può sembrare alquanto complicato, ma bisogna pur convenire che un utente medio si accontenterà probabilmente di un solo adattatore per fonorivelatore e di un solo (già meno frequente) per testina magnetica, entrambe installati permanentemente.

Il fabbricante vi guadagna invece la possibilità di poter adattare nel miglior modo il suo apparecchio a tutte le eventualità, che possono presentarsi in pratica (egli fornisce d'altronde

Fig. 2 - Schema generale del preamplificatore Quad 22.

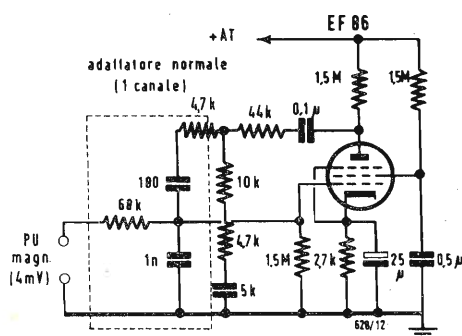



Fig. 3 - Schema del correttore fonografico, per rivelatore magnetico in posizione RIAA.

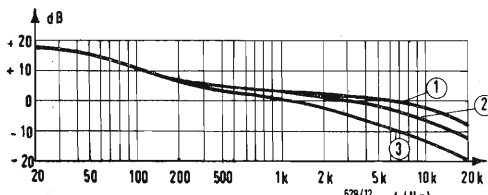



Fig. 4 - Curve di equalizzazione fonografica: (1) 78 giri/min dopo il 1954; (2) RIAA; (3) microsolco speciale (Angel, Cetra Soria ...).

valori dei componenti per tutti i gruppi adattatori), soprattutto per l'utilizzazione professionale del suo preamplificatore (servizi di radiodiffusione e industrie discografiche, in particolare). Commutazione e selezione delle correzioni si effettuano per mezzo di una tastiera a 6 bottoni, che acconsente numerosissime combinazioni; per es.: ascolto stereofonico; ascolto monofonico su un canale (con le due entrate in parallelo e l'alimentazione di un amplificatore); ascolto monofonico sui due canali; ascolto di dischi con quattro correzioni (fig. 4) possibili, fra le quali evidentemente c'è quella RIAA, o CEI 3, CEI e (dischi professionali e qualche marca, il cui elenco contenente 68 editori è intelligentemente fornito su una piastra di rodoid da fissare su un fianco del preamplificatore, secondo le possibilità geometriche ed estetiche; ascolto di emissioni in mono o in stereofonia; ascolto di nastri magnetici mono o stereofonici; amplificazione di tensioni microfoniche (sensibilità 1,5 mV, impedenza di entrata 100 kΩ).

2. - STADIO CORRETTORE DI TONO E DI BILANCIAMENTO

Il suo funzionamento è essenzialmente basato sulla controreazione selettiva tra l'anodo di V_2 e il catodo di V_1 (i due triodi in cascata di un ECC83, che deve fornire un guadagno iniziale di circa 700).

a) *Circuito correttore del registro grave.* Lo schema parziale di fig. 5 rivela l'azione di due fattori:

— una catena di controreazione costituita da C_2, R_2, R_3 e r;

— un divisore di tensione passivo formato da C_1, R_1, R_4 e R_5.

I calcoli sono abbastanza lunghi, ma è possibile abbreviarli con due approssimazioni, perfettamente valide nel caso considerato. Il guadagno iniziale dei due triodi in cascata dell'ECC83 essendo molto alto, possiamo ammettere che il guadagno con la controreazione sia l'inverso del tasso di reiniezione (risultato classico). In conseguenza se U ed e sono le tensioni nei punti M e G rispettivamente, avremo:

$$\frac{U}{e} = \frac{[R_2 + R_3 + j\, C_2\, R_2\, (r + R_3)\, \omega]}{r\, (1 + j\, C_2\, E_2\, \omega)}.$$

D'altra parte, poichè la controreazione riduce fortemente l'impedenza di uscita dello stadio, possiamo ammettere che il divisore di tensione sia alimentato da una sorgente di resistenza interna nulla e, se V è la tensione apparente nel punto N, si avrà:

$$\frac{V}{U} = \frac{R_5\, (1 + j\, R_1\, C_1\, \omega)}{[R_1 + R_4 + R_5 + j\, C_1\, R_1\, (R_4 + R_5)\, \omega]}.$$

(con $C_1 = C_2 = C$):

dove (fig. 2) $r \simeq 3{,}5$ kΩ, $R_1 + R_2 = 500$ kΩ, $R_3 = 107$ kΩ, $R_4 = 39$ kΩ, $R_5 = 68$ kΩ.

Quando $R_1 = R_2 = 250$ kΩ, V/e è indipendente da ω, ossia dalla frequenza, se:

$$\frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_4 + R_5} = \frac{r + R_3}{R_4 + R_5}.$$

Questa condizione viene perfettamente realizzata (si è trascurato r rispetto a R_1, R_2, R_3, R_4 e R_5, approssimazione perfettamente valida). Allora se $R_1 = R_2 = 250$ kΩ, la trasmissione è indipendente dalla frequenza e $V/e = R_5/r \simeq 20$.

Se $R_2 < R_1$ il tasso di controreazione aumenta e la sua azione interessa frequenze tanto più alte, quanto più R_2 è piccola: nello stesso tempo l'impedenza di R_1, C_1 cresce per il divisore di tensione, da cui segue una nuova riduzione dei bassi. I risultati sono inversi se $R_2 > R_1$. Alle frequenze superiori a 1 kHz, i valori assoluti delle parti complesse della formula (1), superano di molto quelli delle parti reali e V/e qui è vicino a R_5/r, sia 20, qualunque sia ω.

Ultima osservazione, i valori dei componenti adottati fanno sì che lo scambio di R_1 e R_2 trasformi V/e nel suo inverso; cioè converte una curva di attenuazione nella sua simmetrica rispetto all'ordinata 0 dB. Dunque il potenziometro $P = R_1 + R_2$ sarà a variazione lineare, affinchè due posizioni del cursore, simmetriche rispetto alla posizione centrale, realizzano due curve di correzione del registro grave, altrettanto simmetriche.

Adottando le approssimazioni rettilinee classiche dei fattori della formula (1) è agevole tracciare le curve di risposta del sistema per il quale si possono prevedere variazioni massime di ± 15 dB a 30 Hz (fig. 6).

b) *Circuito correttore del registro acuto.* Anche ora lo schema parziale della fig. 7, indica l'azione di due fattori:

— una catena di controreazione costituita da R_1, R_2, R_3, C ed r;

— un divisore di tensione passivo formato da R'_1, R'_2, R_4, C.

I calcoli si svolgono come per il correttore del registro grave. Tenendo conto di $R'_1 = R_1$ e $R'_2 = R_2$ e ponendo $\varrho = \dfrac{R_1\, R_2}{(R_1 + R_2)}$, si trova:

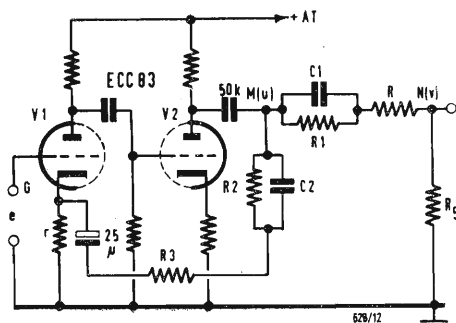



Fig. 5 - Schema del correttore del registro grave.

Finalmente, si ottiene

$$\frac{V}{e} = \frac{R_5}{r} \left[\frac{1 + j\, R_1\, C\, \omega}{1 + j\, R_2\, C\, \omega}\right] \cdot \left[\frac{R_2 + R_3 + j\, (r + R_3)\, R_2\, \omega}{R_1 + R_4 + R_5 + j\, (R_4 + R_5)\, R_1\, C\, \omega}\right] \qquad (1)$$

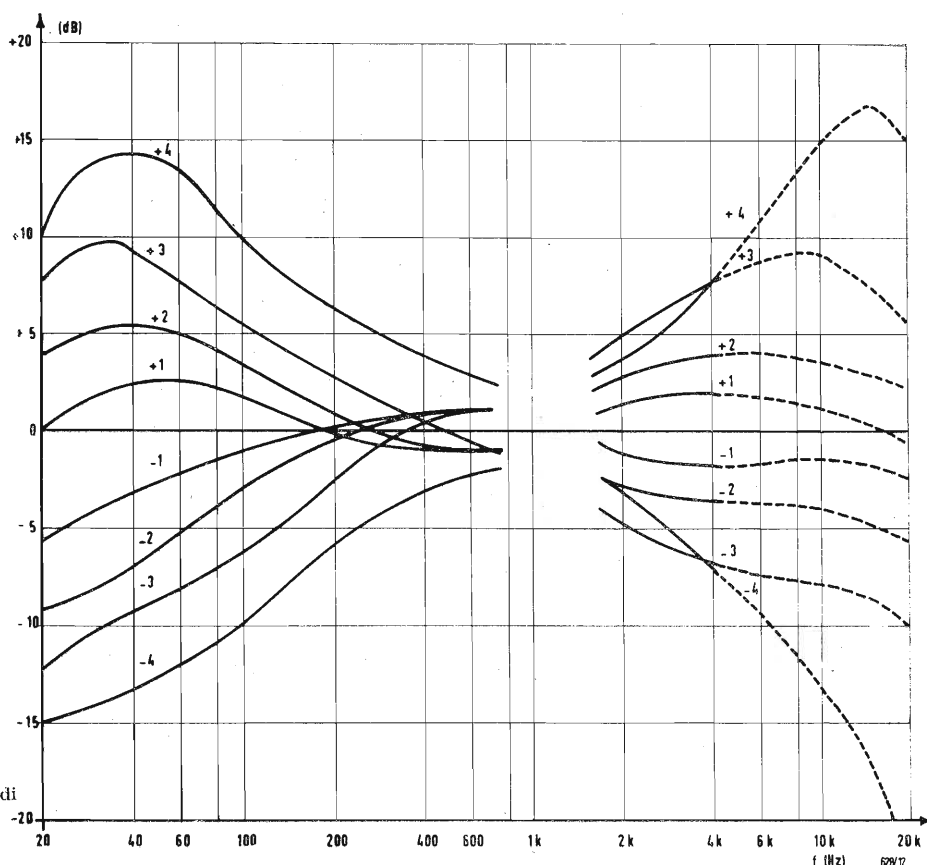



Fig. 6 - Curve di correzione delle regolazioni di tono.

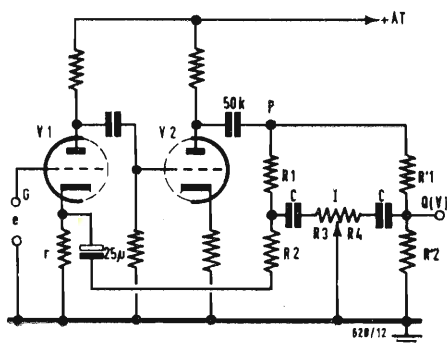



Fig. 7 - Schema del correttore del registro acuto.

$$\frac{V}{e} = \frac{R_2}{r}\left[\frac{1 + j\,R_4\,C\,\omega}{1 + j\,R_3\,C\,\omega}\right] \cdot \left[\frac{1 + j\,(\varrho + R_4)\,C\,\omega}{1 + j\,(\varrho + R_3)\,C\,\omega}\right] \qquad (2)$$

con $r = 3{,}5$ kΩ; $R_1 = R'_1 = 39$ kΩ; $R_2 = R'_2 = 68$ kΩ; $R_3 + R_4 = 100$ kΩ; $\varrho = 25$ kΩ.

La formula (2) essendo dello stesso tipo della (1) per il correttore del registro grave, ne possiede le stesse proprietà, ma evidentemente trasferite nell'acuto.

Troviamo qui una miglioria apportata allo schema del 1953, dove questo correttore non lavorava esattamente secondo le stesse equazioni relative al suo reciproco grave.

Per $R_3 = R_4 = 50$ kΩ, V/e è indipendente dalla frequenza ($V/e = R_2/r \cong$ $\cong 20$, come per il correttore del registro grave). Se $R_2 > R_4$, la controreazione diminuisce alla frequenza alte e il divisore di tensione è allora meno attivo; il fenomeno si inverte se $R_2 < R_4$; lo scambio di R_3 con R_4 dà due curve di risposta simmetriche rispetto a 0 dB.

Anche qui le approssimazioni rettilinee dei fattori della formula (2) danno l'andamento delle curve di risposta del sistema, per il quale si possono prevedere le variazioni massime di ± 15 dB a 10 kHz (fig. 6). Si noti che i due correttori Quad Acoustical operano per traslazione delle curve di risposta (pendenza limite 6 dB/ottava); il che presenta numerosi vantaggi dal punto di vista auditivo (questa caratteristica si incontra per il classico correttore Baxandall nell'acuto: ma non per il grave).

c) *Regolazione del bilanciamento.* Il sistema utilizzato è semplicissimo e consiste unicamente nel variare in senso inverso i tassi di controreazione globale applicati ai tubi in cascata dei correttori di tono. Ciascun canale può così modificare il suo guadagno di 9 dB, il che basta largamente in pratica.

3. - FILTRO PASSABASSO A PENDENZA DI ATTENUAZIONE VARIABILE

Lo schema particolare si trova in fig. 8.

La struttura abbastanza complessa, che è parente di una formula derivata a « m », può interpretarsi come un circuito risonante serie L e C completato con un ramo L e C in parallelo (di

coefficiente di sovratensione variabile) che incrementa la pendenza di attenuazione in prossimità della sua propria risonanza. Sono state previste tre frequenze di taglio: 5, 7 e 10 kHz (per $^1/_2$ ottava), con un'attenuazione massima di 25 dB, che può realizzarsi su un minimo di un'ottava (fig. 9).

La frequenza di taglio viene regolata secondo la qualità della modulazione.

Seguendo P. J. Walker, la posizione 7 kHz, con pendenza di attenuazione minima, può essere considerata come normale per i dischi di qualità corrente e le emissioni radiofoniche. Se la modulazione è eccezionale si potrà adottare 10 kHz; il taglio a 5 kHz sarà riservato alle modulazioni di qualità scadente, che si desiderano ascoltare col massimo di conforto (fig. 10).

Il bottone selettore delle frequenze di taglio possiede una posizione particolare, contrassegnata con la parola « Cancel », per la quale sono eliminate tutte le correzioni di tono e dei filtri.

Questa posizione, che garantisce una curva di risposta da 20 a 20.000 Hz entro ± 0,5 dB, sulle entrate Radio o Magnetofono, è destinata alle misure per verificare l'esattezza delle correzioni apportate dai circuiti di entrata.

Secondo il fabbricante le caratteristiche di registrazione devono essere livellate fra 20 e 20.000 Hz entro ± 1 dB delle norme ufficiali. In posizione microfono, la curva di risposta deve coprire la gamma 20 ÷ 20.000 Hz ± 2 dB (massimo di sensibilità e in conseguenza minimo di regolazione per controreazione).

Fig. 8 - Schema del filtro passa-basso regolabile.

4. - RIASSUNTO DELLE QUALITÀ E DELLE CARATTERISTICHE

— *Entrate*: due entrate per fonorivelatore stereofonico (gialla e blu); una entrata per fonorivelatore monofonico (nera); un'entrata per microfono monofonico (nera); possibilità di due entrate per una coppia di microfoni stereofonici (alle entrate per testine magnetiche con adattatore speciale MICRO); due entrate (gialla e blu) per testine magnetiche stereofoniche (l'entrata gialla è riservata alla monofonia); due entrate Radio 1 (gialla e bleu), che possono servire sia in mono, sia in stereofonia; un'entrata Radio 2 (nera) monofonica.

— *Uscite*: due uscite per cavi (terminazioni gialla e bleu) per il collegamento agli amplificatori; due uscite per registratore magnetico (gialla e bleu) escluse dalle regolazioni di tono e volume.

Fig. 10 - Azione combinata del filtro e dei correttori di tono. Il filtro è su 7 kHz e il suo comando di attenuazione varia da 0 a — 25 dB. Le parti ombreggiate in posizione 0 dB corrispondono all'azione del correttore del registro acuto.

Fig. 9 - Curve di attenuazione del filtro passa-basso. (1) posizione « cancel »; (2) taglio a 10 kHz; (3) taglio a 7 kHz; (4) taglio a 5 kHz.

— *Selezione di funzioni*: tastiera a 6 pulsanti (v. testo).

— *Regolazioni accoppiate*: livello sonoro generale, livelli rispettivi dei registri gravi e acuti, filtri passa basso, pendenza di attenuazione.

— *Regolazione del bilanciamento*: ± 9 dB.

— *Curve di risposta*: tutte le regolazioni di tono escluse (posizione » Cancel » del comando dei filtri):

su Radio: 20 ÷ 20.000 Hz ± 0,5 dB; su Microfono: 20 ÷ 20.000 Hz ± 2 dB; su Fonorivelatore: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB, secondo quattro caratteristiche di registrazione, delle quali precisiamo qui sotto le costanti di tempo specificate:

a) 3.180 μs; 318 μs (RIAA o CEI 3);

b) 3.180 μs; 318 μs; 100 μs (dischi Angel, Cetra Soria, ecc.);

c) 3.180 μs; 450 μs; 50 μs (CEI 1, 78 giri/min dopo il 1954);,

d) 450 μs, 25 μs (dischi 78 giri/min vecchi).

— *Entità delle regolazioni dei toni*: ± 15 dB a 30 e a 10- Hz. Curve di regolazione date in fig. 6, osservate a ± 1,5 dB.

— *Filtro passa basso*: frequenze di taglio 5, 7 e 10 kHz. Pendenza di attenuazione massima 25 dB/ottava (fig. 9 e 10).

— *Sensibilità di entrata* (per 1,4 V_{eff} di uscita a 1 kHz): entrata Radio: 70 mV_{eff} su 100 kΩ; entrata Magnetofono: secondo l'adattatore adottato; entrata Microfono: 1,5 mV_{eff}/100 kΩ; entrata Fonorivelatore: secondo l'adattatore adottato (minimo di 4 mV per i fonorivelatori magnetici, 300 mV per i fonorivelatori piezoelettrici).

— *Distorsione* (tensione di uscita 1,4 V_{eff}): con tutti i regolatori in posizione neutra: 0,02% qualunque sia l'entrata. Con le regolazioni di tono nelle posizioni meno favorevole: inferiore a 0,1%.

— *Livello di rumore*: rumore e ronzio: minore di — 70 dB/1,4 V_{eff}; rumore solo: — 80 dB/1,4/V_{eff} o, eventualmente, livello di rumore proprio del fonorivelatore.

— *Livelli di uscita*: verso gli amplificatori di potenza: 1,4 V_{eff}; per registratore magnetico: 0,25 V_{eff} (carico massimo 500 kΩ, in parallelo a 200 pF).

— *Diafonia propria*: minore di — 40 dB fra 20 e 20.000 Hz.

— *Identità dei due canali*: garantita a meno di 1 dB, quando tutti i regolatori di tono sono in posizione neutra. Variazione massima di 2 dB nelle condizioni meno favorevoli.

— *Consumo*: 330 V, 4 mA; 6,3 V, 1,1 A. D'altra parte, 330 V, 35 mA e 6,3 V, 3 A sono disponibili ai connettori destinati ai ricevitori di emissioni radiofoniche MA o MF.

— *Tubi elettronici impiegati*: 2-EF86; 2-ECC83.

5. - NUOVA DISCUSSIONE DI UNA RIUSCITA ECCEZIONALE

Il consacrare sempre gli studi alle novità tecniche conduce in modo del tutto naturale, e sfortunato, a passare un po' sotto silenzio le realizzazioni eccezionali, capaci di superare vittoriosamente le prove degli anni; capaci ad un tempo, per la loro presentazione e le loro caratteristiche, di restare di moda, a dispetto della pressione, che tende a orientare il pubblico verso tutto ciò che porta l'etichetta della novità. Al loro amplificatore e col loro preamplificatore, P. J. Walker e la sua squadra dell'Acoustical Manufacturing Co hanno saputo imporre in un modo, del quale ci sono ben pochi esempi nell'industria delle audio frequenze. Ciò dà bene la misura del progresso tecnico che rappresentavano i loro circuiti, al momento del loro lancio commerciale. Oggi essi sostengono sempre, senza fallire, il confronto con i migliori, e l'amplificatore Quad resta praticamente il solo che si possa consigliare senza rischio per alimentare il famoso altoparlante elettrostatico a larga banda, pure messo a punto da P. J. Walker; quanto al preamplificatore è senza dubbio uno dei più semplici, dei più completi e dei più notevoli concepiti e realizzati per la stereofonia o per la monofonia (impiegando un solo canale). Aggiungiamo che questo preamplificatore, così ben riuscito, non è, per concezione, limitato ai soli amplificatori Quad. Facile da alimentare (330 V, 5 mA; 6,3 V, 1,1 A) ed avente una tensione di uscita alta (1,4 V_{eff}), può adattarsi alla maggior parte degli amplificatori più noti.

I nostri amici inglesi fanno spesso ricorso a questa combinazione, che trovano altamente giudiziosa: perchè non seguire il loro esempio, quando si possiedono già degli amplificatori e si desidera superare lo scoglio della stereofonia? *A*

dott. ing. Antonio Contoni

Nota sull'attenuazione e la diafonia dovute ai cavi di collegamento di bassa frequenza*

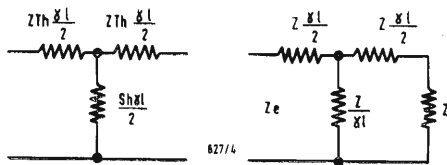



Fig. 1 - Circuito equivalente di una linea.

Fig. 2 - Circuito equivalente semplificato per il calcolo dell'impedenza di entrata.

Quando si deve progettare un collegamento a filo di grande lunghezza tra una sorgente e un ricevitore, si devono prendere essenzialmente due precauzioni:

1) verificare che non ci sia da temere alcuna riflessione per disadattamento, pena la distorsione di frequenza;

2) compensare eventualmente l'attenuazione per mezzo di un equalizzatore di ampiezza incorporato o no in un amplificatore di linea.

Queste considerazioni ben conosciute dagli specialisti delle telecomunicazioni, trovano le loro soluzioni a partire dalla famosa equazione dei telegrafisti, ma nel caso che ci interessa, quello della bassa frequenza, è possibile introdurre grandi semplificazioni.

1. - STUDIO DELL'ATTENUAZIONE

Quando γl (γ = attenuazione per unità di lunghezza e l = lunghezza della linea) è piccolissimo (linee di modulazione in genere), vale la relazione: $\mathrm{Th}\gamma l \simeq \mathrm{Sh}\gamma l \simeq \gamma l$,

con

$\gamma l = [(R + j\omega L)(G + j\omega C)]^{1/2} \cdot l$

(R, L, C e G sono rispettivamente la resistenza, l'induttanza, la capacità e la conduttanza o disperdenza per unità di lunghezza della linea).

Se ne deduce l'impedenza di entrata Z_e quando la linea è terminata sulla sua impedenza caratteristica Z. Poniamo:

$$Z_1 = Z\gamma l; \qquad Z_2 = \frac{Z}{\gamma l};$$

$$Z_e = \frac{Z\gamma l}{2} + \frac{\dfrac{Z}{\gamma l}\left(\dfrac{Z\gamma l}{2} + Z\right)}{\dfrac{Z}{\gamma l} + \dfrac{Z\gamma l}{2} + Z}$$

Dopo qualche semplificazione, si ricava:

$$Z_e^2 = Z^2 + \frac{Z^2(\gamma l)^2}{4}$$

ossia

$$Z_e^2 = Z^2\left[1 + \left(\frac{\gamma l}{2}\right)^2\right]$$

e

$$\left(\frac{Z_e}{Z}\right)^2 = 1 + \left(\frac{\gamma l}{2}\right)^2.$$

Da questa formula si deduce che in prima approssimazione, l'impedenza di entrata, ovvero l'adattamento della sorgente alla linea, non dipende che dal termine γl, è dunque possibile fissare un limite al coefficiente di disadattamento imponendo un massimo per il valore di γl. Si dimostra in modo semplice che ammettendo un disadattamento del 5%, ossia uno scarto relativo del 10% tra la sorgente e la linea, conviene non superare 0,63 per γl. Infatti:

$$\left|\frac{Z_e}{Z}\right|_{lim} = 1{,}05,$$

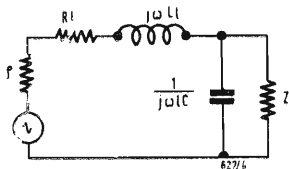
da cui

$$\left(\frac{\gamma l}{4}\right)^2 \leqq 0{,}1$$

e infine $\gamma l \leqq 0{,}63$.

Riassumendo, si vede che per i cavi per i quali si verifica la relazione $\gamma l < 0{,}6$, non c'è bisogno che siano terminati sulla loro impedenza caratteristica e si può adottare il circuito equivalente semplificato di fig. 3, per prevedere il comportamento relativo all'attenuazione. Per i cavi usuali, il γ dei quali è compreso tra 0,1 e 0,2 Neper/km, si ottiene immediatamente un ordine di grandezza per la lunghezza massima, pari è $l_{lim} \leqq 0{,}6/\gamma$, con una attenuazione totale di 0,6 N (= 5 dB).

Queste cifre valgono per la frequenza centrale di 800 Hz. Per le frequenze più alte è necessario tener conto della variazione dell'impedenza caratteristica con l'ausilio del circuito equivalente di fig. 3, in cui non si è fatta apparire la disperdenza G, perchè generalmente è possibile trascurarla rispetto a $j\omega C$ nella gamma delle frequenze acustiche. Se ϱ rappresenta l'impedenza della sorgente (impedenza interna di uscita

(*) di P. Loyez, da *Revue du Son* n. 127, nov. 1963 pag. 477.

di un amplificatore, per esempio), R il carico (impedenza di moto di un altoparlante), si può trascurare L e C alle basse frequenze.
Alle alte frequenze, per es. a 20 kHz, l'effetto di L e di C sull'attenuazione dipende da ϱ e da Z.
Si capisce infatti che se $\varrho + RI$ è grande, si potrà trascurare la reattanza $l\omega L$. Se R è piccolo si potrà analogamente trascurare $l\omega C$.
Nel caso di un collegamento fra amplificatore e altoparlante si abbinano spesso due condizioni favorevoli con ϱ piccolo e Z pure.
Sia per es. $\varrho = 1\ \Omega$; $Z = 15\ \Omega$ (valori molto correnti nell'ambito dell'alta fedeltà).
Sia un cavo di 100 metri ($d = 15/10$), la cui capacità lineare sia $C = 0{,}12$ μF/km e la cui induttanza lineare sia $L = 0{,}6$ mH/km, equivalenti a 23 Ω al chilometro. Lo schema equivalente di fig. 4 mostra che l'induttanza cessa di essere trascurabile a partire da 7 kHz, mentre la capacità non avrebbe un effetto apprezzabile che al disopra di 500 kHz. Si può prevedere, in questo caso, una caduta di circa 2,6 dB a 20 kHz. Infatti $V = 15 \,.\, I$, con

$$I = \frac{U}{18{,}3 + j\,8}$$

ossia

$$\frac{V}{U} = \frac{15}{18{,}3 + j\,8}$$

L'attenuazione in frequenza dipende evidentemente dalla natura dell'impedenza della sorgente. La distorsione è nulla nel caso di un microfono piezoelettrico (impedenza della sorgente capacitiva), ma può essere altissima con un microfono a nastro. Sia per es. un collegamento di 10 m, $\varrho = 10$ kΩ, l'induttanza sia perfettamente trascurabile, ma si deve tener conto dell'effetto della capacità del cavo (530 pF circa) a 20 kHz:

$$\left|\frac{V}{U}\right| \cong \frac{1}{1 + j\,\varrho\,\omega\,C} \quad \text{con} \quad \varrho = 10^4;$$

$$\frac{1}{\omega C} = 15\ \text{k}\Omega \text{ a } 20\ \text{kHz},$$

$$\left|\frac{V}{U}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\varrho\,\omega\,C)^2}} = 0{,}83.$$

Sia l'attenuazione di 1,6 dB, trascurando l'effetto della capacità in parallelo all'entrata del preamplificatore. In queste condizioni una linea di collegamento di diverse decine di metri aggraverebbe la distorsione di frequenza. In conclusione, tutti i casi possono essere studiati per mezzo del circuito equivalente di fig. 3 con le semplificazioni eventuali date negli esempi precedenti.
È d'altronde possibile applicare la formula dei circuiti interstadi, dei quali si troveranno le caratteristiche di attenuazione nelle opere specializzate (Terman), sia:

$$A_{(\text{dB})} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 (n^2 - 2) + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4}},$$

$$\text{con } n = \varrho \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L\,C}},$$

$$A_{(\text{dB})} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\varrho}{R}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \left(1 + \frac{\varrho}{R}\right) \left(n'^2 + \frac{1}{n''^2} - 2\right) + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \left(1 + \frac{\varrho}{R}\right)^2}}$$

Fig. 3 - Circuito equivalente per piccole lunghezze.

e:

$$\left|\frac{V}{U}\right| = \frac{15}{\sqrt{(18{,}3)^2 + 8^2}} \cong 0{,}75.$$

Nel caso di un amplificatore a coefficiente di attenuazione più piccolo, per es. $\varrho = 10\ \Omega$, l'effetto dell'induttanza sarebbe trascurabile nella gamma della bassa frequenza, d'onde la garanzia di un'eccellente linearità in frequenza.

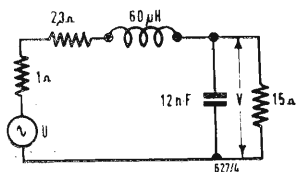



Fig. 4 - Circuito equivalente di un cavo di 15/10 di diametro e di 10 m di lunghezza posto fra amplificatore e riproduttore.

2. - CASO DI UN MICROFONO COLLEGATO AD UN PREAMPLIFICATORE, Z = 100 kΩ

Caratteristiche del cavo schermato usato:
$C = 53$ pF/m; $L = 775$ nH/m; $R = 0{,}16$ Ω/m.

valida se si può trascurare l'effetto della capacità sul carico R; nell'ultima formula si è posto:

$$n' = \varrho \sqrt{\frac{C}{L}};$$

$$n'' = R \sqrt{\frac{C}{L}};$$

$$\omega_0 = \frac{\left(1 + \frac{\varrho}{R}\right)^{1/2}}{(L\,C)^{1/2}}.$$

3. - STUDIO DELLA DIAFONIA

Questa diafonia può essere imputabile ad uno squilibrio di capacità tra conduttori o ad un accoppiamento magnetico. Si dimostra che questi accoppiamenti nel caso di circuiti terminati

sulle loro impedenze caratteristiche obbediscono alle seguenti formule:

$$A_e = \log \frac{8}{\sqrt{Z_1 Z_2} \cdot \omega F}$$

con $F = (c_1 + c_3) - (c_2 + c_3)$

c = capacità tra i conduttori di una quaterna

$$A_m = \log \frac{2 \sqrt{Z_1 Z_2}}{\omega m}$$

con

$$m = 2 p \log \frac{d_2 d_4}{d_1 d_3}$$

p = permeabilità dell'isolante (nell'aria $p = 1$)

$d_1 \ldots d_4$ = distanza tra i conduttori di una quaterna.

Questa formula lascia prevedere che alle basse frequenze, l'accoppiamento diafonico è sempre trascurabile (almeno 60 dB a 20 kHz) rispetto all'accoppiamento esistente nel trasduttore (microfono o fonorivelatore).

Esempio:

$Z_1 = Z_2 = 600\ \Omega$ (linea microfono) a 800 Hz, 250 Ω a 10 kHz; $F = 100$ pF (squilibrio massimo per una lunghezza da 200 a 300 m); allora:

$$A_e = \log \frac{8}{600 \cdot 5000 \cdot 10^{-10}} = \log \frac{8 \cdot 10^4}{3} \simeq 4,4 ; \qquad 20 \cdot 4,4 = 88 \text{ dB a } 800 \text{ Hz}$$

$$A_e = \log \frac{8}{250 \cdot 6,28 \cdot 10^4 \cdot 10^{-10}} = \log \frac{8 \cdot 10^3}{1,57} \simeq 3,7 ;$$

$20 \cdot 3,7 = 74$ dB a 10^4 Hz.

Tabella delle caratteristiche dei cavi usuali.

Tipo	C [μF/km]	L [mH/km]	R [Ω/km]	Sezione [mm²] Diametro [mm]	Z_0 caratt. 800 Hz [Ω]	γ [dB/m] (1)	l limite [km con carico Z_0(2)]
per microfono con schermo	0,055	0,78	160	0,3/0,6	770	1,7	0,54
per fonorivelatore con schermo	0,10	0,50	85	0,4/0,8	410	1,93	0,53
per altoparlante	0,12	0,40	46	0,7/1	272	1,4	0,63
cavo rete	0,12	0,55	23	1,4/1,5	195	1,05	0,7
cavo telefonico	0,050	0,65	120	0,3/0,6	695	1,05	0,6

Nota. - Si osservi che la lunghezza limite varia assai poco con la natura del cavo.

(1) a 800 Hz.

(2) per un buon adattamento fino a 10 kHz.

Un decodificatore in miniatura che esemplifica il progressivo rimpicciolimento del mondo elettronico

La possibilità di sostituire i circuiti comuni impiegati in diverse apparecchiatura moderne con circuiti microelettronici sembra essere stata confermata dalla realizzazione, da parte della General Electric Co. (USA), di un modello microelettronico di decodificatore che nonostante la sua complessità intrinseca risponde perfettamente a tutti i requisiti di fabbricazione, conservando, uguali o migliorate, le caratteristiche delle versioni originali di tipo comune.

Il decodificatore verrà presto sottoposto a esame per valutare i vantaggi che potrà offrire come sottogruppo microelettronico equivalente, e inizierà forse delle prove in volo con un missile sperimentale della Marina Militare americana. Esso impiega dei circuiti passivi di pellicola con annessi semiconduttori, e dei raddrizzatori al silicio microelettronici; è stato progettato per ricevere dati e istruzioni digitali (numerici), che decifrerà traducendoli in dati numerici e analogici che serviranno a guidare il volo del missile.

Sono necessari circa 95 moduli di 34 tipi diversi, contenenti ciascuno da uno a quattro circuiti passivi di pellicola con relativi semiconduttori. I progettisti hanno dovuto realizzare 29 differenti tipi di substrati di pellicola, di 1,27 cm. × 2,54 cm., complessivamente, 165 substrati.

L'apparecchio comprende 1485 elementi costitutivi; e cioè 225 transistori, 500 diodi, 600 resistenze, e 160 condensatori. I moduli sono montati su nove matrici a fili saldati, sistemate su sette telai. I collegamenti tra i sette telai, le morsettiere d'uscita, e la fonte dell'energia d'alimentazione sono assicurati da un pannello di circuiti stampati a più strati, con contatti saldabili.

Non si è cercato di ridurre molto le dimensioni del nuovo apparecchio per rispettare il requisito dell'intercambiabilità delle sue parti con quelli dei decodificatori di tipo comune; il decodificatore microelettronico occupa comunque un terzo di meno dello spazio richiesto da questi ultimi. (*i.d.a.p.*)

Fig. 1/0542

0542 – Sig. Di Gangi Gaetano – Napoli.

D. Sono in possesso dell'amplificatore stereo SM-1111 della G.B.C.; dalla Selezione tecnica radio-TV, n. 7-59 ho tratto lo schema e le seguenti caratteristiche:

rapporto di controreazione a 1/30 della max potenza di uscita: 1/3; livello di ronzio, sotto la max pot. di uscita: maggiore di 70 dB; potenza ottenibile su ogni canale per distorsione max 0,8 %: 4 W; sensibilità d'ingresso stereo 20 mV; stadio finale in classe A avente una risposta lineare da 60 a 12.000 Hz.

Per l'inserzione degli altoparlanti un'induttanza da 0,7 mH in serie all'altoparlante Isophon P30-31-10, è stata da me costruita con 200 spire di rame smaltato ⌀ 0,6, su un supporto cilindrico con ⌀ di 25 mm e lunghezza di 25 mm. I due Isophon HM10-13-7 sono montati nel bass-reflex mentre l'Irel ellittico E13-18 è esterno.

L'amplificatore è preceduto dal cambiadischi Philips AG1015 con motore a poli bilanciati e con rivelatore piezoelettrico.

1) Desidererei lo schema di uno stadio preamplificatore-equalizzatore da inserire tra la testina stereo magnetica Philips AG3402 (le cui caratteristiche sono riportate a pag. 237 di l'*antenna*, 1963) e l'amplificatore sopra descritto; detto preamplificatore dovrebbe eventualmente contenere un filtro anti rumble e possibilmente dovrebbe essere realizzato con il doppio triodo ECC83 alimentato dall'amplificatore stesso. Se non occorresse il preamplificatore potrei fare a meno del circuito equalizzatore e del filtro anti-rumble? Comunque come dovrei adattare la impedenza di ingresso dell'amplificatore?

2) È stato calcolato bene il bass-reflex? Quali suggerimenti potete cortesemente farmi sulla inserzione degli altoparlanti? Eventualmente potrei aggiungere opportuni filtri ed inoltre potrei sostituire i due Irel (uno per canale) con altri tipi o con due Isophon P25-31-11 50 ÷ 13.000 Hz; freq. di rison. 55 ± 10 % Hz; flusso mag. 88.000 maxwell; imp. 4 Ω; carico 10 W, già in mio possesso, ma mi pare che questi ultimi producano un'accentuazione della gamma centrale.

Otterrei migliori risultati se, più semplicemente, utilizzassi solo (o al max aggiungessi i due Isophon HM10-13-17) l'ottimo P25-31-11 montato nel bass-reflex?

R. 1) Le inviamo lo schema del preamplificatore richiestoci. L'equalizzazione delle caratteristiche di incisione dischi si ottiene con i commutatori a 2 vie e a 7 posizioni ciascuno: $S_{1A} + S_{1B}$ per gli acuti $S_{2A} + S_{2B}$ per i bassi. Le posizioni dei commutatori corrispondono alle allegate caratteristiche.

I commutatori sono mostrati in posizione RIAA (3 per S_1; 4 per S_2).

Il filtro antirombo è del tipo a controreazione e interessa i due stadi del preamplificatore. Se l'amplificazione risultasse eccessiva si potrà sempre diminuirla in vari modi.

Non sarebbe agevole introdurre il filtro antirombo nell'amplificatore G.B.C., perciò, se si escludesse il preamplificatore, si dovrebbe rinunciare a tale filtro. L'equalizzazione potrebbe, in tal caso, essere effettuata all'ingresso del 1° stadio (ECC83 - 1ª sezione) dell'amplificatore, togliendo la resistenza di griglia 1 MΩ e aggiustando sperimentalmente la resistenza di polarizzazione catodica.

2) Dimensioni della cassa bass-reflex: sta bene. La finestra sembra un poco scarsa, ritenendo il ⌀ utile del cono 26 cm, l'area risulta 53 cm², che possono essere arrotondati in 50 cm², in corrispondenza le dimensioni dell'apertura diventano 29,5 × 17, 5 cm circa.

3) Data la modesta potenza (4 W) dell'amplificatore, un Isophon P25-31-11, più i due HM10-13-7, sono più che sufficienti. L'aggiunta dell'Irel conduce a un doppio crossover,

È consigliabile eliminare gli IREL e collegare il P25-31-11 ai due HM10-13-7 attraverso un unico filtro di incrocio a 3.500 Hz con attenuazione 12 dB/ottava, anzichè 6 dB/ottava come risulta dallo schema G.B.C. Circa la bobina di 0,7 mH osserviamo che il ⌀ 0,6 del filo è scarso; deve essere almeno 1 mm (meglio 12/10), perchè la resistenza deve essere la minima possibile.

Le posizioni dei commutatori corrispondono alle caratteristiche come segue:

Posizione di S_1	Caratteristica di equalizzazione acuti
1	Vecchi dischi
2	NAB
3	RIAA
4	AES
5	London
6	3 dB/ottava preaccent. oltre 3 kHz
7	Risposta lineare

Posizione di S_2	Caratteristica di equalizzazione bassi
1	300 Hz
2	AES
3	LP
4	RIAA
5	NAB
6	650 Hz lim. accent.
7	850 Hz lim. accent.

(*a. f.*)

0543 – Sig. Angelo Dell'acqua – Pavia.

D. Vorrei usare gli schemi apparsi su *Alta Fedeltà*, n. 11 novembre 1960, pag. 344 e su *l'antenna* n. 6 giugno 1962, p. 335.

1) Devo usare resistenze a impasto in tutto il complesso oppure solo nel preamplificatore?

2) Posso usare condensatori al polistirolo? (da 125 a 500 V.L. toll. 5%).

3) non sono riuscito a trovare la resistenza ad alta stabilità. Che tipo sono? Posso sostituirle con quelle a strato?
Quesiti specifici.
Alimentatore. - Ricavato da *l'antenna*, n. 4, aprile 1962, pag. 221 e modificato per l'occasione.
Sono già in possesso dell'impedenza di filtro che vorrei utilizzare. Lo schema sarà quindi modificato come da schemi allegati.

Per il trasformatore di alimentazione potrei usare in TROUSOUND blindato primario universale, schermo elettrostatico secondario A.T. 2 × 300 V — 140 mA?

Secondario filamenti 0-5-6,3 V (raddrizzatrice) 2 A; secondario filamenti 0-3,15-6,3 V 3,7 A.

Dato che l'accensione delle valvole (6,3 V) ha la presa al centro, si pongono diverse soluzioni:

1) lasciare la presa centrale inutilizzata;

2) collegarla a massa eliminando il potenziometro;

3) collegarla al centro del potenziometro.
Quale soluzione va bene?

Il potenziometro, deve essere a filo, oppure può essere usato un micropotenziometro da 500 Ω?

Preamplificatore. - Manca il valore di C_5; Si potrebbe migliorare il circuito corredandolo di comandi per l'antifruscio e l'antirombo?

Amplificatore. - L'uscita del preamplificatore deve essere collegata all'entrata dell'amplificatore senza condensatore di accoppiamento? Si può sostituire il condensatore catodico delle EL84 con un condensatore elettrolitico catodico 200 μF e la resistenza a filo da 50 a 100Ω?

Per il trasformatore di uscita posso procurarmi i due seguenti tipi:

1) T.U. TROUSOUND blindato W12-15 classe A-B, lamelle tipo legate, avvolgimenti suddivisi. Prese al 43% del primario.

Impedenza primaria: 6.6-9.000/10-12.000 Ω;

Impedenza secondario 4-8-16 Ω.

Resistenza c.c. 230 Ω per braccio. Risposta ± 1,5 dB da 25 ÷ 30.000 Hz a 12 W.

2) T.U. TROUSOUND non blindato W10-12, circuito magnetico a bassa perdita, permeabilità corretta mediante trattamento termico, avvolgimenti suddivisi.

Impedenza primaria: 7'000 ÷ 8.000 Ω.

Impedenza secondaria: 4-8-16 Ω.

Rapporto 35 : 1.

Induttanza primaria anodo-anodo 45 H (1.000 Hz). Induttanza dispersa 17 mH. Resistenza c.c. 230 Ω per braccio.

Self.-capacità 1.000 pF rilevata tra ciascun anodo e secondari a massa.

Risposta ± 1 dB da 20 ÷ 20.000 Hz. Prese al 43% sul primario. Ho notato sullo schema che solo le due resistenze da 180 kΩ sono calibrate al 5%; le altre che tolleranza devono avere? Le resistenze accoppiate del controfase devono essere all'1%?

Bass-Reflex. - Sono in possesso di un mobile acustico come da disegno allegato. Può andar bene?

L'altoparlante dei bassi ha le seguenti caratteristiche:

Carico 15 W. Campo di frequenza 30-6.000 Hz. ⌀ mm 315, profondità mm 190. Induzione magnetica 17.500 Gauss. Risonanza 30 Hz; 16 Ω, costa netto L. 25.000.
Posso aggiungere anche gli altoparlanti per i medi e gli acuti? Che tipo devono essere? Per il giradischi, pensate che un buon cambiadischi commerciale possa dare un buon risultato?

R. 1) Dato che il complesso preamplificatore-amplificatore non presenta una grandissima amplificazione, il pericolo del soffio non è grave; sarà allora sufficiente usare le resistenze a strato nel solo preamplificatore. Ma è evidente che usandole anche nell'amplificatore di potenza, si avrebbe maggiore tranquillità.

2) Trattandosi di bassa frequenza, i condensatori al polistirolo possono essere benissimo impiegati.

3) Le resistenze ad alta stabilità sono ad es., le ERIE serie alta stabilità' reperibili presso la ERIE RESISTOR, Bay e C. S.p.A., Milano, Centro Pirelli, Via F. Filzi, n. 24.

4) Sarebbe preferibile che anche lo stadio di potenza fosse alimentato con una tensione filtrata almeno da una cellula a R.C. ma nel suo caso ciò abbasserebbe la tensione anodica, che sarebbe insufficiente. Faccia dunque come ha previsto nei suoi schemini (che le rendiamo), senza eccessivo timore di ronzio.

Bene per il trasformatore di alimentazione TROUSOUND.

Usare il potenziometro regolatore del ronzio col cursore a massa, trascurando la presa centrale del secondario di accensione a 6,3 V. Il potenziometro' deve essere a filo e di valore di circa 100 Ω.

5) Il valore di C_5 nella figura di pag. 344, (n. %11-1960, di *a. f.*) è di 5.600 pF.

Sconsigliamo l'introduzione dei filtri antirombo (per essere efficiente dovrebbe interessare 2 stadi) e antifruscio, perchè questo circuito male si presta e perchè l'ampia regolazione dei toni di cui è provvisto l'apparecchio assolve già le suddette funzioni, in particolare quella di antifruscio.

6) Non occorre condensatore di accoppiamento fra preamplificatore e amplificatore, perchè non vi sono in gioco tensioni continue.

Non è bene alterare i valori delle costanti circuitali, comunque la resistenza a filo deve essere 50 Ω e non 100 Ω.

Come trasformatore di uscita è preferibile il TROUSOUND blindato 12 ÷ 15 W; si sfrutti l'impedenza primaria fra 6,6 e 9 kΩ.

A ns. avviso sarebbe opportuno che le 2 resistenze da 180 kΩ fossero all'1%, quelle a coppie dello stadio di uscita al 5%, le altre al 10%.

7) Nulla abbiamo da obiettare circa il bass-reflex con labirinto acustico da lei proposto, circa il filtro di incrocio per il collegamento dell'altoparlante delle note centrali e del tweeter (senz'altro opportuni). Le consigliamo un'unità già costruita il cui tipo potrà essere indicato dopo la scelta degli altoparlanti (per es.: i R.I.E.M., Milano, Via S. Calocero, n. 3) dal fornitore degli altoparlanti stessi.

8) Ottimi giradischi sono i GARRARD, reperibili presso la SIPREL (Milano, Via F.lli Gabba, n. 1A), che dispone di un vasto assortimento. (*a. f.*)

0544 – Geom. Carlo Ragazzi – Piacenza.

D. Ho recentemente acquistato un registratore VIKING 86 Stereo Compact; esso è preamplificato ed attualmente lo uso solo monofonicamente impiegando la parte di B.F. di un PHILIPS BX998A.

Per la riproduzione di nastri stereofonici impiego un secondo canale formato da un amplificatore autocostruito con due altoparlanti GE dei quali non conosco le caratteristiche.

Esaminando l'amplificatore SHERWOOD S-5000II del n. 11-1962 di alta fedeltà ho visto che sono in possesso di tutto il materiale necessario, esclusi i due trasformatori di uscita.

1) Ritenete che la resa sia buona?

2) L'invertitore di fase, come è disegnato, non ha senso; l'uscita a 16 Ω non dovrebbe essere collegata al contatto mobile centrale?

3) Per difetto di inchiostratura, le tre resistenze di uscita del 3° canale presentano i valori illeggibili; quali sono?

4) È possibile, senza alterare le caratteristiche

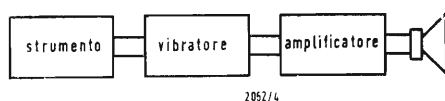



Fig. 2/0545

del complesso, sostituire ai due tubi 7591 altri tubi che diano un massimo di 10/12 W per canale e quali tipi sarebbero consigliabili?
5) Quali tipi e marche di trasformatori di uscita mi consigliate?
6) Quali diodi raddrizzatori mi consigliate?
7) Sul primario del trasformatore di alimentazione sono segnati dei simboli a 600 W e 300 W; quale è il loro scopo?
8) Oltre all'errore dell'invertitore avete riscontrato altre anomalie nello schema in oggetto?

R. 1) Si, se l'uscita del preamplificatore VIKING è sufficiente, altrimenti si può usufruire del prestadio dello SHERWOOD. Assicurarsi dell'efficacia dei controlli di tono del VIKING.
4) No. Per lo SHERWOOD S5000 II è stato adottato il tipo 7591, proprio perchè nessun altro tipo era adatto. Anche accontentandosi di minor potenza di uscita il cambio dei tubi finali porterebbe a gravi alterazioni di funzionamento.

5) Bisogna procurarsi gli originali. Infatti l'inversione di fase nel canale sinistro richiede un secondario speciale per far sì che la presa di 4 Ω risulti tale nelle due posizioni nel commutatore invertitore.

6) Consigliabili i PHILIPS: 2XOA210 duplicatori per l'A.T. Per le polarizzazioni e le accensioni ancora 2XOA210.

7) Servono ad alimentare altri apparecchi di una catena di alta fedeltà: giradischi, magnetofoni, radioricevitori, ecc.

8) Manca il collegamento tra il piedino 6 e la griglia 1 del tubo 7591 in basso del canale destro (inferiore nello schema). Manca il collegamento del suppressore al catodo del 1° tubo 7591 in alto del canale sinistro. (*a. f.*)

0545 ***Sigg. Olinto Firenze; - G. Pozzi Sesto S. G.***

D. È richiesto lo schema elettrico di un generatore di eco e di tremolo a transistori.

R. Un generatore d'eco è stato descritto in questa stessa rubrica nel n. 11/1963 a pag. 524 de *l'antenna*.

In figura 1 riportiamo invece lo schema di un apparecchio adatto a fornire un effetto di vibrato dell'ordine di 5/15 periodi e composto esclusivamente di transistori. La prima sezione funge da amplificatore e la seconda da oscillatore. Tale apparecchio che è semplice e non presenta particolari difficoltà tecniche, consente l'uso di transistori di uso comune come quelli in possesso del richiedente, i quali potranno essere sostituiti fra loro fino ad ottenere i risultati migliori. Il potenziometro R_9 serve per regolare l'intensità dell'effetto tremolo all'uscita dell'amplificatore, mentre R_{12} consente di effettuare la regolazione della frequenza. Volendo ottenere delle variazioni più sensibili di frequenza, si può ridurre il valore della resistenza R_{11}. Il valore del condensatore C_3, in linea di massima, deve essere trovato sperimentalmente ed in modo da ottenere la giusta amplificazione dei segnali.

Valore dei componenti: R_1 = 47.000 Ω; R_2 = 47.000 Ω; R_3 = 1 MΩ; R_4 = 39.000 Ω; R_5 = 360 Ω; R_6 = 150 Ω; R_7 = 4.700 Ω; R_8 = 50.000 Ω; R_9 = 1.000 Ω potenziometro; R_{10} = 1.000 Ω; R_{11} = 10.000 Ω; R_{12} = 25.000 Ω potenziometro; R_{13} = 2.200 Ω; R_{14} = 22.000 Ω; R_{15} = 22.000 Ω; R_{16} = 4.700 Ω. C_1 = 2 μF 6 V; C_2 = 50 μF 6 V; C_3 = 20.000 pF, vedi testo; C_4 = 2 μF 6 V; C_5 = 4 μF 6 V; C_6 = 4 μF 6 V; C_7 = 4 μF 6 V; C_8 = 50 μF 6 V.

Tutti i condensatori elettrolitici devono essere del tipo miniatura per circuiti a transistori.

Le resistenze devono essere del tipo da ½ W. e i potenziometri lineari.

I transistori saranno scelti fra quelli adatti per l'amplificazione a bassa frequenza.

(*P. Soati*)

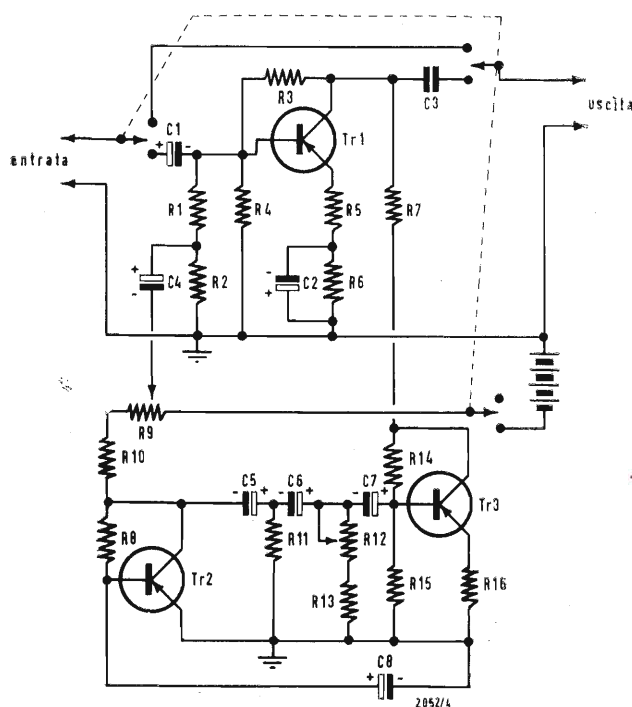
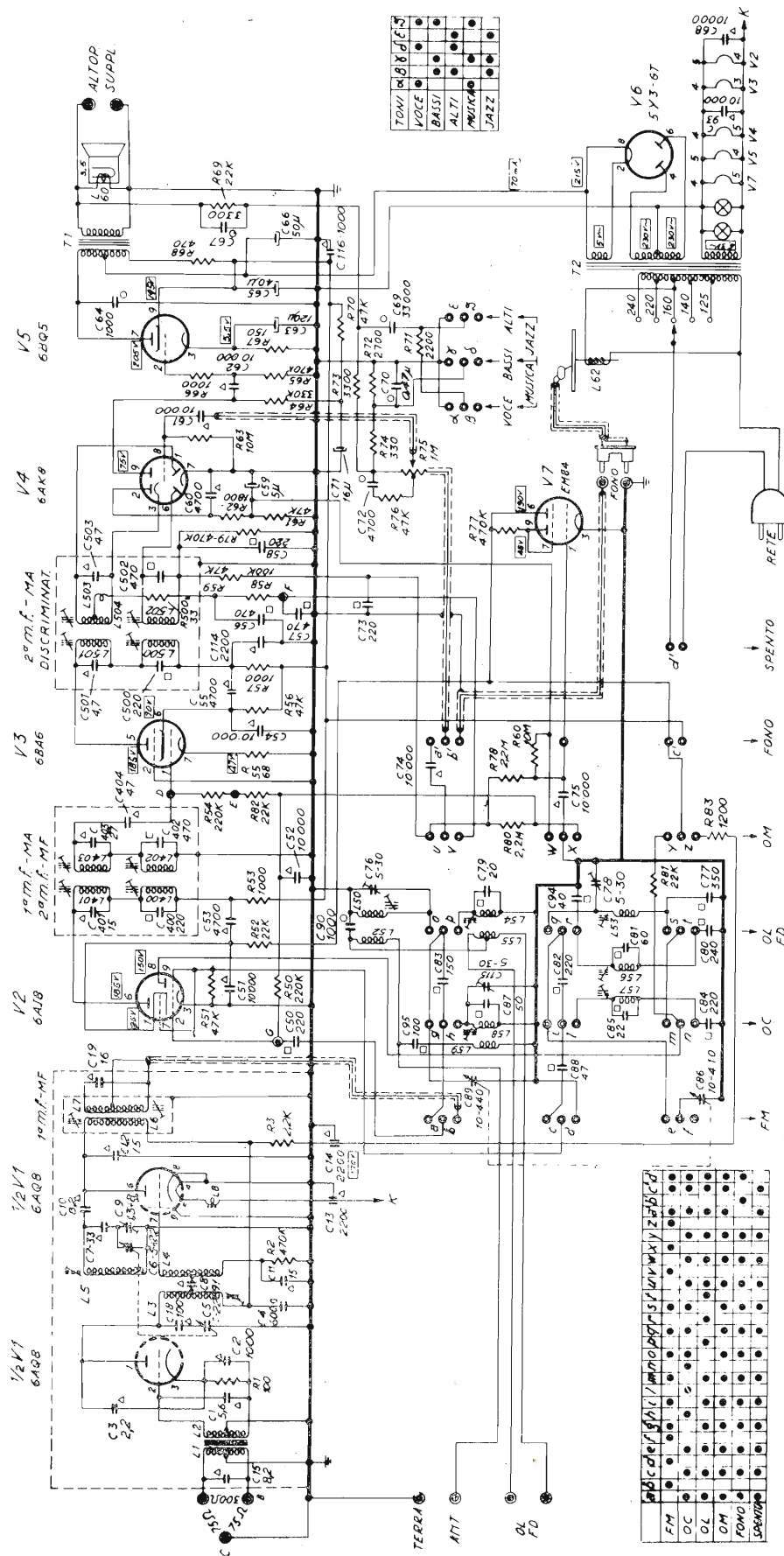
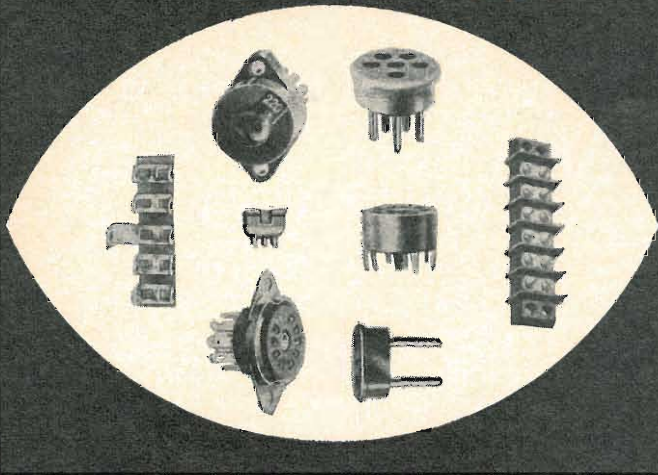
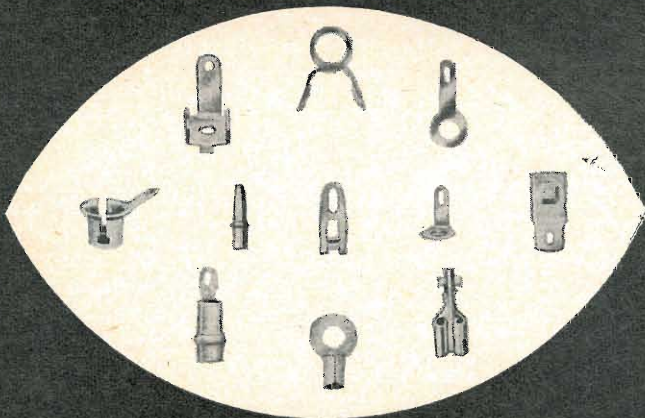
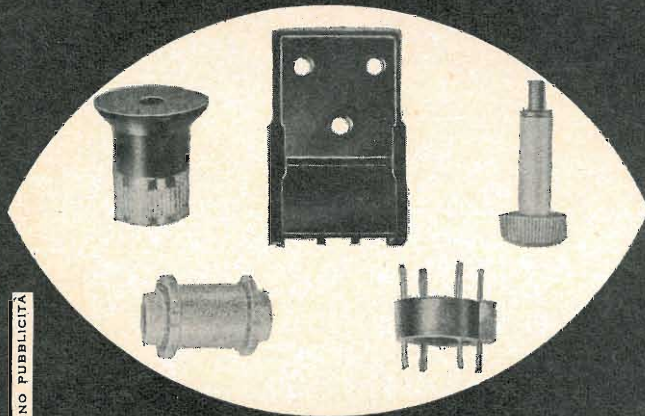
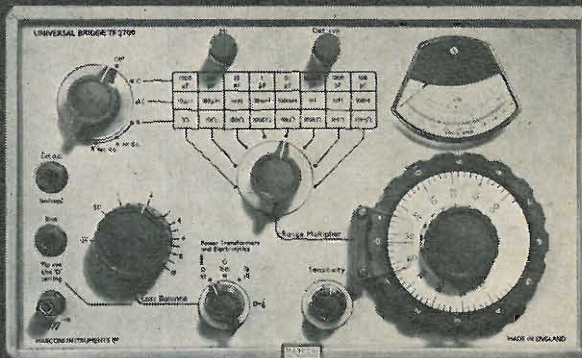



Fig. 1/0545

LE MISURE DI TENSIONE SI INTENDONO EFFETTUATE TRA IL PUNTO INDICATO E LA MASSA CON VOLTMETRO 20000Ω/V

SALVO NOTAZIONE IN CONTRARIO LE CAPACITÀ SI INTENDONO IN pF E LE RESISTENZE IN Ω ½ W — I CONDENSATORI SONO COSÌ CONTRASSEGNATI: △=CERAMICO, □=POLISTIROLO, ○=CARTA, ◇=MICA

Schema elettrico del radioricevitore AM-FM RADIOMARELLI Mod. RD236

SUVAL

VIA LORENTEGGIO 255 - TEL. 427.650 427.646 470.349
MILANO

LEGGERO
AUTONOMO
PRECISIONE 1%

MARCONI INSTRUMENTS

PONTE UNIVERSALE

TIPO TF 2700

* Portabile. Transistorizzato. Alimentato a batteria.
* C da 0,5 pF a 1100 μF in 8 intervalli.
  L da 0,2 μH a 110 H in 8 intervalli.
  R da 0,01 Ω a 11 MΩ in 8 intervalli.
  Q da 0 a 10 a 1 kHz.
  D da 0 a 0,1 e da 0 a 10 a 1 kHz.
* Eccitazione del ponte: Interna, 9 V c.c. ed esterna c.c. per misura di resistenza. Interna 1 kHz o esterna ad audio frequenza da 20 Hz a 20 kHz per misure di C, L e R.
* E' prevista l'inserzione di tensioni di polarizzazione c.c. della componente in prova.
* Dimensioni: cm. 23,5 x 29 x 23,5. Peso 3,8 kg.

UN NOME SICURO PER UNA MISURA SICURA

MARCONI INSTRUMENTS

Per le Vostre richieste, Vi preghiamo rivolgerVi alla nostra Rappresentante:

MARCONI ITALIANA S.p.A.,

Genova-Cornigliano—Via. A. Negrone, 1A. Tel: 47 32 51-47 97 41
Milano—Via del Don, 6. Tel: 86 26 01-80 42 61
Roma—Via Adige, 39. Tel: 86 17 13-86 33 41

TC2551

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano ● T.E.T. - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

EUROVIDEON - Milano

Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA S.a.S. di L. Mondrioli & C.

Viale E. Forlanini, 54
Tel. 73.83.740 - 73.83.750

MANCINI - Milano

Via Lovanio, 5
Radio - TV - Giradischi

MICROPHON - Siena

Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano

Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano

Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PRANDONI DARIO - Treviglio

Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67

Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano

Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE
Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

JAHR - Radiocostruzioni

Milano - Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.082

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

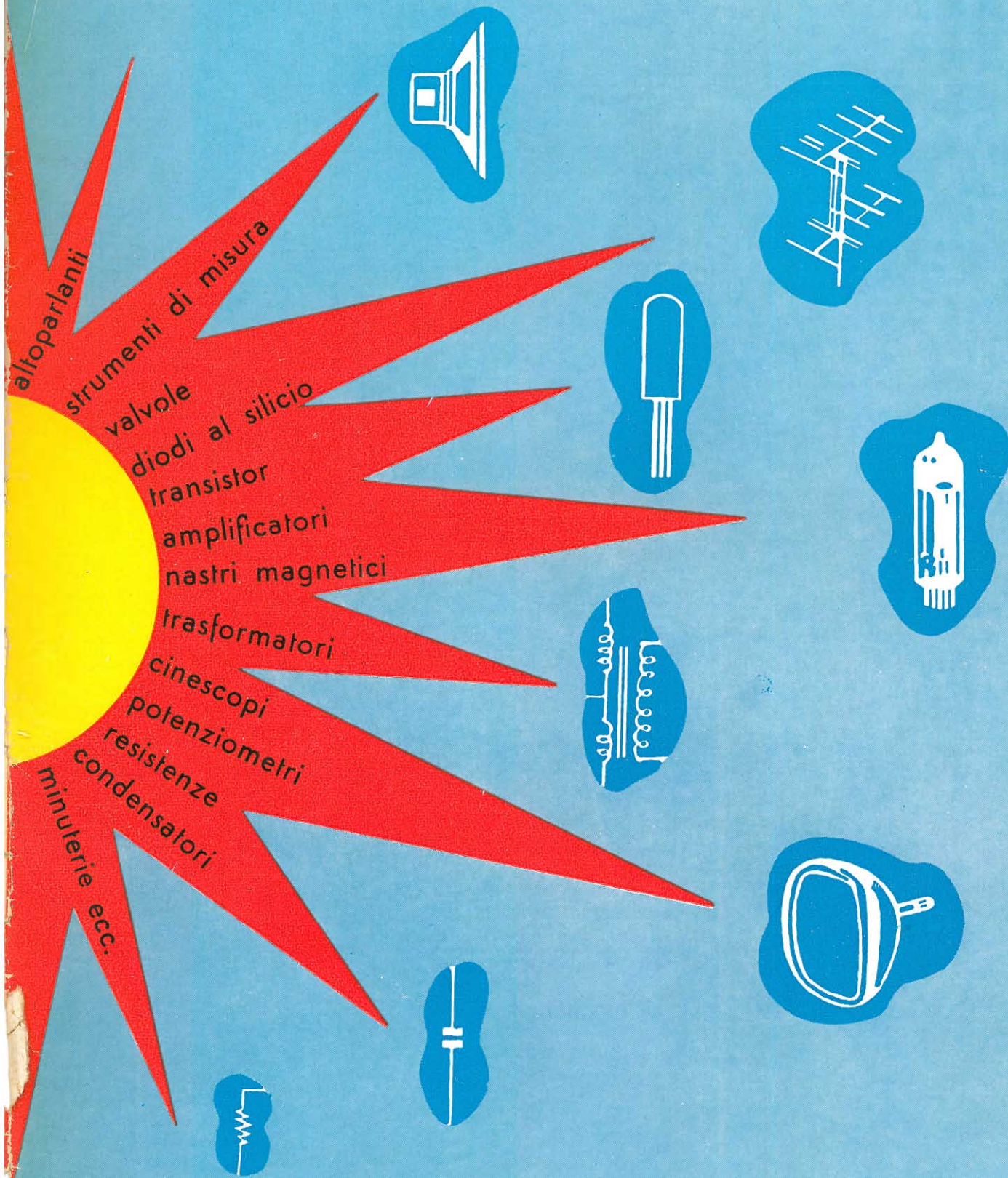
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

Volume di pagg. 408, *formato* 17 x 24 *cm, rilegato in tela Lire* 6.000

Supertester 680 C

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.
IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO! Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter **sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!** Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.: **7 portate:** con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.: **6 portate:** con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.: **6 portate:** **50 µA** - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C
AMP. C.A.: **1 portata:** 200 µA. C.A.
OHMS: **6 portate:** 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts
1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms)
1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA: **1 portata:** da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA': **4 portate:** (2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA: **3 portate:** 0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA: **6 portate:** 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS: **5 portate:** da — 10 dB a + 62 dB

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980. Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

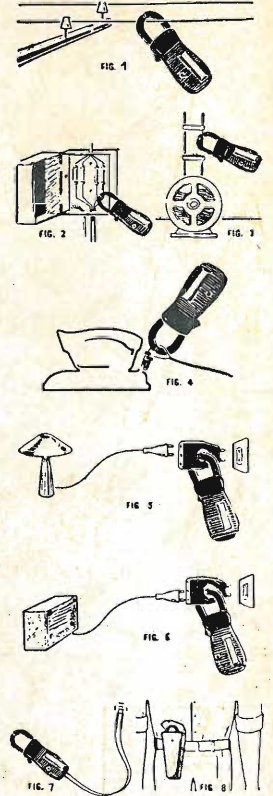
PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) al prezzo di sole **L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

Amperometri a tenaglia I. C. E. mod. 690 - Ampertest

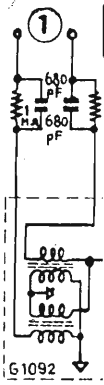
Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare.

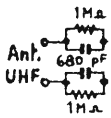
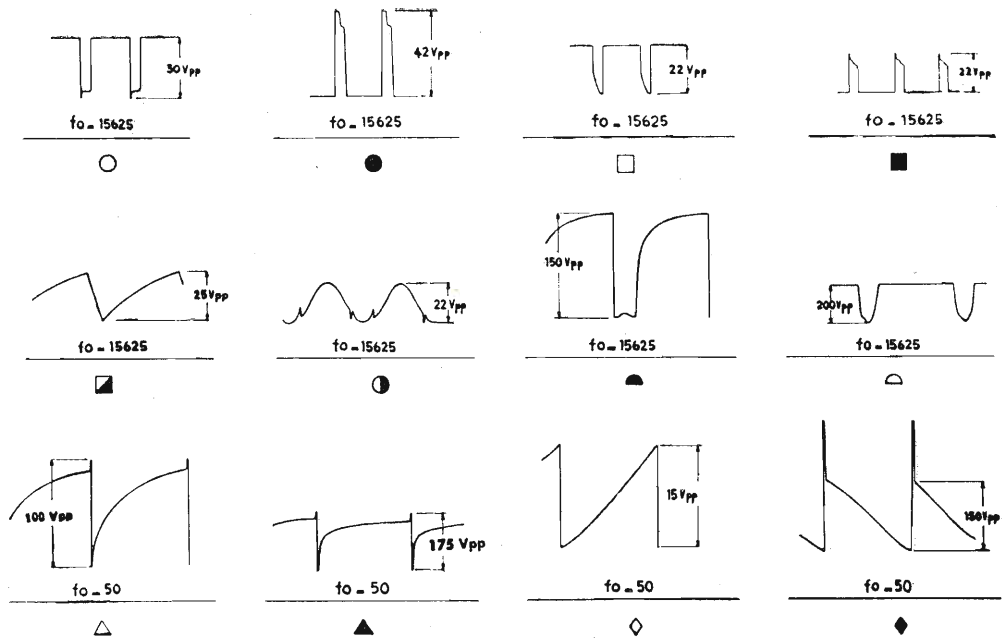
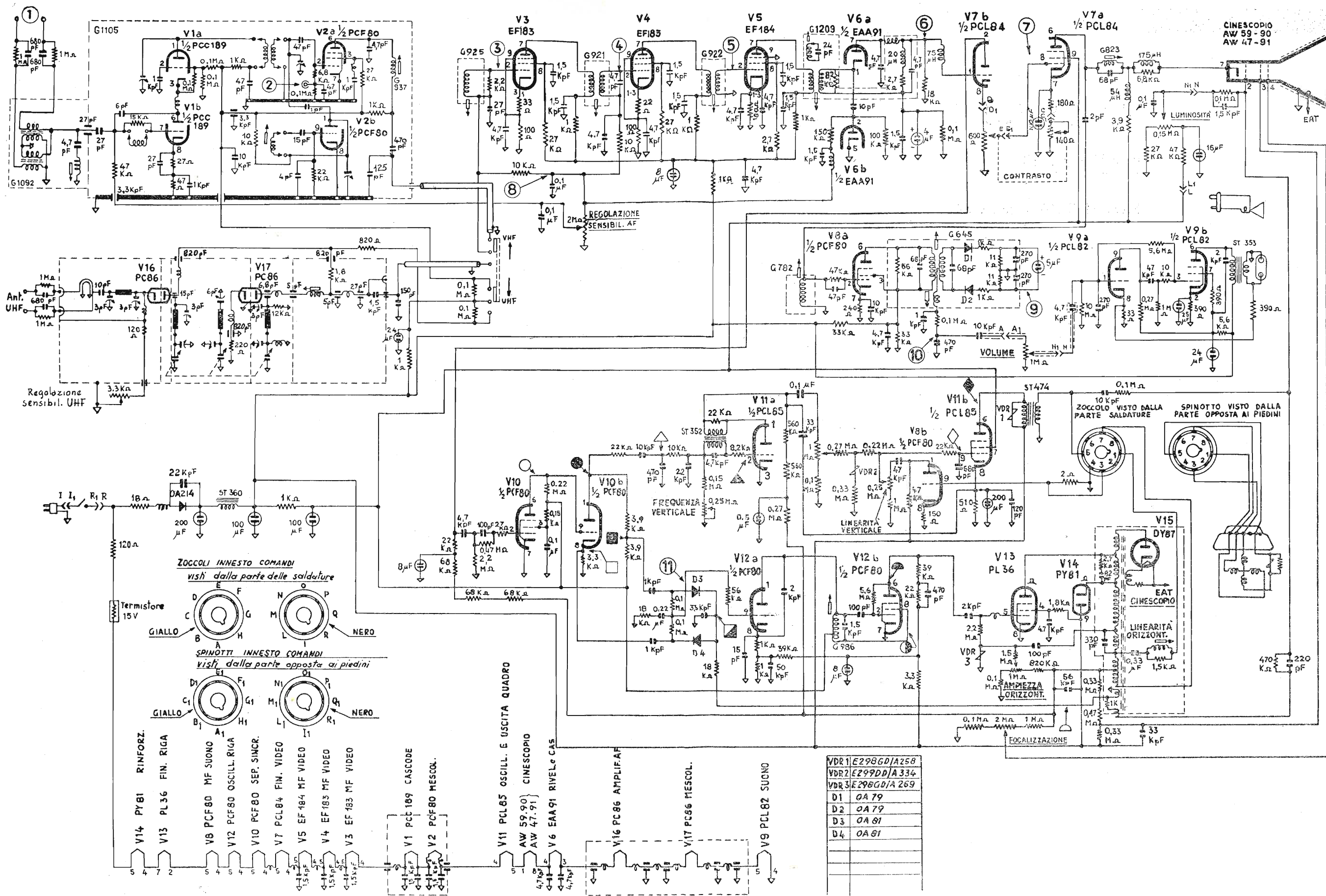
Ruotando il commutatore delle diverse portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta. Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori. **Indice bloccabile onde poter effettuare la lettura con comodità anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame!**
Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 36 o su barre fino a mm. 41x12 (vedi fig. 1-2-3-4). Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile: lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiurto e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3% del fondo scala.
Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (300 mA. F.S.) per il rilievo del consumo sia di lampadine come di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisori, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

8 portate differenti in Corrente Alternata
50 ÷ 60 Hz. (6 Amperometriche + 2 Voltmetriche).
3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 600 Amp. 250 - 500 Volts
0-300 Milliampères con l'ausilio del riduttore modello 29-I.C.E. (ved. fig. 5 e 6)
1 sola scala visibile per ogni portata
Il Modello 690 B ha l'ultima portata con 600 Volts anzichè 500.

PREZZO: L. 40.000. Sconto solito ai rivenditori, alle industrie ed agli elettrotecnici. Astuccio pronto, in vinilpelle L. 500 (vedi fig. 8). Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del riduttore modello 29.**

Veramente manovrabile con una sola mano!!!

La ruota dentellata che commuta automaticamente e contemporaneamente la portata e la relativa scala è posta all'altezza del pollice per una facilissima manovra.

I. C. E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6

TELEVISORE IRRADIO

Mod. 19 C 305 - 23 AC 34

Regolo
sensibi

Schema elettrico del ricevitore di TV IRRADIO mod. 19 C 305 - 23 AC 34